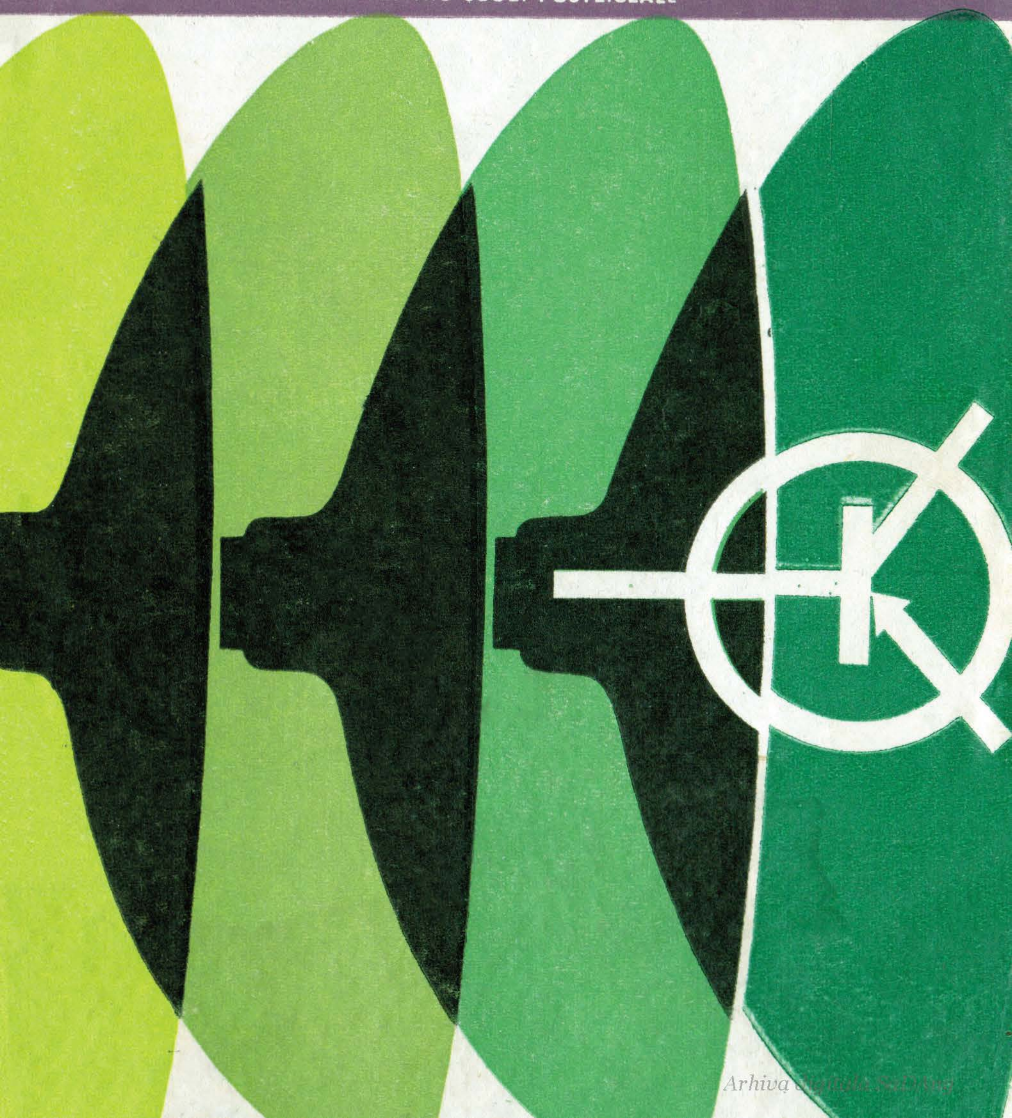
Gheorghe Mityko Mircea Dobrescu Mihai Lascu

BAZELE TELEVIZIUNII

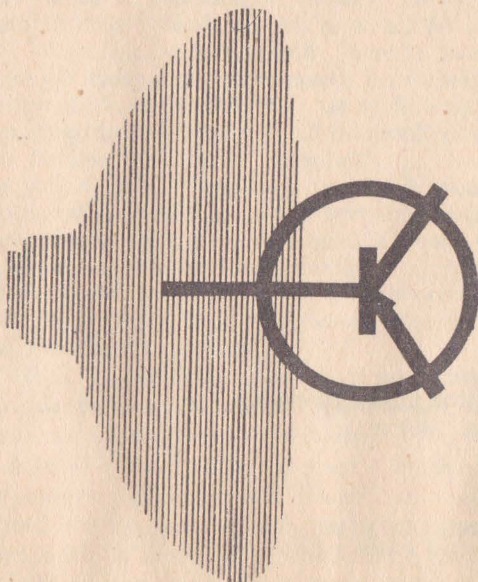
MANUAL PENTRU ŞCOLI POSTLICEALE



Ing. MITYKO GHEORGHE Ing. DOBRESCU MIRCEA
Ing. LASCU MIHAIL

BAZELE TELEVIZIUNII

MANUAL PENTRU ȘCOLI POSTLICEALE





EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ — BUCUREȘTI

Manualul a fost elaborat pe baza programei școlare
aprobată de Ministerul Educației și Învățămîntului

Lucrarea a fost elaborată astfel:

Mityko Gh.: capitolele VI, VII, X și subcapitolele III B, V D, VIII A, VIII B,
Dobrescu M.: capitolele I, II și subcapitolele III A, IV C, IV D, VI F, IX B, IX C;
Lascu M.: subcapitolele IV A, V B, V C, VIII C, IX A.
Subcapitolul IV B a fost elaborat în comun de către Dobrescu M. și Lascu M., iar subcapitolul V A, de către Mityko Gh. și Lascu M.

Referent: ing. ȘERBU CONSTANTIN CEZAR
Coordonator : ing. GH. MITYKO

Redactor : ing. RODICA DUMITRAȘCU
Tehnoredactor : SANDA DUMITRAȘCU

CAPITOLUL

1

GENERALITĂȚI ASUPRA TELEVIZIUNII

Prin *televiziune* se înțelege ramura tehnicii care oferă posibilitatea transmiterii instantanee la distanță a imaginilor fixe sau mobile, prin analiza și refacerea imaginilor pe cale electronică. Înrudită cu televiziunea este *fototelegrafia*, dar aici atît analiza cît și înregistrarea imaginii se efectuează pe cale mecanică, ceea ce exclude posibilitatea transmiterii imaginilor în mișcare.

Primii pași în domeniul transmiterii imaginilor la distanță s-au făcut spre sfîrșitul secolului trecut, după ce au fost studiate unele fenomene fotoelectrice și au fost realizate primele surse de lumină electrice. Astfel, în anul 1875, Langle de Carey a imaginat principiul descompunerii imaginii în suprafețe elementare și recompunerea ei cu ajutorul unui panou cu celule fotoelectrice și al altui panou cu surse electrice de lumină. După principiul lui Carey, fiecare celulă fotoelectrică trebuia legată la sursa de lumină corespondentă de pe panoul de recompunere a imaginii. Metoda aceasta, de transmitere simultană, are marele dezavantaj că necesită un număr de circuite de transmisiune egal cu numărul elementelor în care se descompune imaginea. Cum, evident, calitatea imaginii este determinată de numărul de fotocelule, sistemul de transmisiune devine mult prea complicat.

Senlecq a fost primul care a propus ca semnalele electrice corespunzătoare celulelor să se transmită succesiv, cu ajutorul unei singure linii de transmisiune. Pentru aceasta, el propunea utilizarea a două comutatoare, unul la locul analizei, celălalt la locul refacerii imaginii, care să comute linia de comunicație pe rînd la fiecare celulă și la lampa corespunzătoare. Pentru ca imaginea refăcută să fie recognoscibilă, trebuie ca cele două comutatoare să se rotească într-un sincronism perfect.

În 1884 Paul Nipkow simplifică acest procedeu, utilizînd o singură celulă fotoelectrică și o singură sursă de lumină. Analiza imaginii se face cu ajutorul unui disc perforat, acționat de un motor electric, care obturează lumina și permite ca la celulă să ajungă numai lumina corespunzătoare unei porțiuni mici a imaginii explorate. Prin rotirea discului se analizează pe rînd toate porțiunile imaginii. La recepție operația se face invers, și anume lumina sursei, avînd inerție foarte mică, este proiectată în punctele corespunzătoare cu ajutorul unui alt disc perforat. Ca în toate metodele de transmitere succesivă, și în cazul metodei lui Nipkow este necesară sincronizarea elementelor analizoare de la emisie la recepție.

În primii ani ai secolului nostru s-au depus eforturi pentru perfecționarea sistemului mecanic al lui Nipkow, iar, în paralel, apar primele încercări de trecere la explorarea electronică. În această perioadă, toate perfecționările se lovesc însă de o problemă esențială: lipsa unui element amplificator al semnalelor electrice.

Prima demonstrație publică de televiziune din lume a avut loc în 1925, cînd americanul Jenkins a transmis imaginea unei mori de vînt. În anul 1928 englezul Baird face primele experiențe de televiziune în culori, apoi în relief. Tot el este acela care, în 1929, la Londra, pune în funcțiune primul serviciu public de televiziune din lume.

În deceniul al patrulea se realizează primele dispozitive electronice analizoare de imagini, asigurînd o bună calitate a imaginii reproduse, și utilizabile practic. În același timp se dezvoltă construcția tuburilor catodice specializate pentru refacerea imaginilor de televiziune, și se fac cercetări cu privire la canalul radio întrebuințat pentru transmiterea semnalelor de televiziune. Dată fiind creșterea benzii de frecvență necesară, ca urmare a creșterii definiției imaginilor, de la undele lungi, cu care s-au efectuat într-un timp încercări, s-a trecut la undele scurte, apoi la cele ultrascurte.

La noi în țară, primele încercări au avut loc în anul 1937, de către prof. dr. Mușceleanu, care a construit în acest scop o instalație de laborator. În anul 1938, cu ocazia expoziției „Luna Bucureștilor", s-au făcut primele demonstrații publice de televiziune, emisiunea transmițîndu-se dintr-un studiou improvizat în incinta expoziției.

În anii puterii populare, preocupările în legătură cu televiziunea au fost reluate. În 1955 un colectiv condus de prof. Al. Spătaru a realizat prima stație de televiziune românească, cu care s-au făcut emisiuni experimentale în orașul București. După doi ani, în ianuarie 1957, a intrat în funcțiune studioul de televiziune București.

În anii 1961—1963 a intrat în funcțiune rețeaua de radiorelee magistrale, fapt ce a dus la răspîndirea rapidă a televiziunii în țară.

Ar fi greșit să se creadă că televiziunea se limitează numai la televiziunea radiodifuzată. Ea joacă din ce în ce mai mult un rol important în multe ramuri ale economiei naționale.

Aparatajul de televiziune a găsit utilizare în transporturile feroviare, în uzine, în mine, în dirijarea circulației în marile centre urbane, unde ea permite un control și o conducere operativă a proceselor respective. O utilizare largă a căpătat televiziunea și în munca de cercetare științifică: camerele de televiziune au zburat în cosmos și au coborît în adîncul oceanelor, transmițînd omului informații prețioase.

Toate aceste realizări au fost posibile datorită progreselor obținute în diferite domenii ale științei și tehnicii: tehnica iluminării, optica geometrică și electronică, fiziologia vederii, fotoelectricitatea, tehnica legăturilor radio și cu fir, tehnica impulsurilor și altele.

CAPITOLUL

2

PRINCIPIILE DE BAZĂ ALE TELEVIZIUNII

A. GENERALITĂŢI ASUPRA ANALIZEI ŞI SINTEZEI IMAGINILOR

După cum s-a arătat în capitolul precedent, sistemul simultan, cu folosirea unui număr foarte mare de canale de comunicaţie nu a putut căpăta pînă în prezent o rezolvare practică.

Rezolvarea problemei transmiterii informaţiei de imagine pe un singur canal de comunicaţie, cu capacitate de transmisie limitată, a devenit posibilă cunoscînd particularităţile vederii umane. Din punctul de vedere al ochiului, datorită faptului că el nu poate distinge două puncte învecinate dacă distanţa dintre ele devine prea mică, orice imagine poate fi considerată ca fiind constituită dintr-o mulţime de suprafeţe elementare discrete, fiecare avînd o anumită strălucire B. Aceste suprafeţe elementare se denumesc *elemente de imagine*. Înlocuind imaginile continue ale obiectelor reale cu asemenea imagini discrete, ochiul nu este în măsură să observe vreo deosebire între ele. Dimensiunile elementelor depind de distanţa de la care este privită imaginea şi sînt de aşa natură încît ochiul nu sesizează variaţii de strălucire în cadrul aceluiaşi element. Pentru simplitate, se presupune că toate elementele sînt pătrate cu latura d.

Posibilitatea descompunerii imaginilor simplifică mult problema transmiterii şi reproducerii lor.

Practic, pentru reproducerea imaginilor prin intermediul sistemului de televiziune este suficientă transmiterea doar a unei părţi din cantitatea infinită de informaţie pe care o conţin imaginile obiectelor înconjurătoare. Pentru aceasta vor fi necesare canale electrice de comunicaţie, de capacitate finită, pe deplin realizabile în practică.

Pentru simplificare se va considera că imaginile obiectelor pot fi proiectate pe o suprafaţă plană prin intermediul unui sistem optic.

Spre deosebire de sistemul vederii, în care informaţia conţinută în elementele imaginii optice se transmite simultan pe un număr foarte mare de canale, în sistemul de televiziune, la un moment dat se transmite doar informaţia corespunzătoare unui singur element de imagine.

Imaginea descompusă în elemente trebuie deci explorată printr-o metodă ce trebuie să transforme variaţiile de strălucire în variaţii ale unui curent electric.

Principiul explorării constă în analiza succesivă a tuturor elementelor imaginii într-o ordine determinată şi cu o viteză determinată. În acest proces,

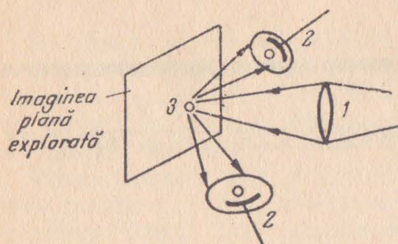


Fig. 2.1. Explorarea optică:

1 — obiectiv; 2 — celule fotoelectrice; 3 — pată luminoasă.

informația corespunzătoare strălucirii fiecărui element este transformată în semnal electric și transmisă pe canalul de comunicație. Transformarea este realizată într-un traductor de radiații optice-curent electric. Cel mai cunoscut traductor de acest gen este *celula fotoelectrică.*

Procesul de analiză a imaginii poate fi realizat fie pe cale optică, fie pe cale electronică. În primul caz, un fascicul intens de radiații luminoase este concentrat pe imagine, formînd o pată luminoasă, care se deplasează pe suprafața de analizat (fig. 2. 1). Fluxul de radiație reflectat de suprafață este parțial captat de celule fotoelectrice și transformat în semnal electric. Numărul de elemente în care este descompusă imaginea depinde de dimensiunile petei luminoase, care joacă rolul de *element de explorare.*

Deplasarea elementului de explorare se poate obține prin mijloace mecanice sau electronice.

Explorarea mecanică a fost utilizată la începuturile televiziunii, prin diferite variante ale sistemului lui Nipkow. Elementul de bază al instalației Nipkow este un disc în care s-au practicat o serie de găuri pătrate, dispuse în forma unei spirale (fig. 2. 2). Prin rotirea discului, orificiile descriu arce de cerc pe suprafața imaginii proiectate de un sistem de lentile (fig. 2. 3); aceste arce de cerc nu se suprapun, ci, datorită dispunerii orificiilor după o spirală, se înscriu unele sub altele. Astfel, întreaga imagine este analizată de-a lungul unor arce de cerc. Într-o rotație completă a discului, întreaga imagine este explorată. În concluzie, fiecare orificiu al discului asigură explorarea unui arc de cerc, care practic poate fi considerat ca un segment de dreaptă, numărul arcelor ce explorează imaginea completă fiind determinat de numărul orificiilor de pe disc.

Fotoelementul plasat în spatele discului va primi fascicule de lumină cu intensitate proporțională cu strălucirea zonei explorate de orificiul respectiv și va furniza un curent proporțional cu această strălucire. Acest curent este amplificat și comandă modulatorul emițătorului.

Instalația de recepție constă dintr-un disc Nipkow și o lampă cu neon care primește semnalele recepționate și amplificate de un receptor de radio (fig. 2. 4). Intensitatea luminii dată de lampă va fi proporțională cu intensitatea semnalului recepționat, respectiv cu strălucirea elementului de explorare de la emisie.

Dacă discul de la recepție se va roti sincron și sinfazic cu cel de la emisie, în ochiul spectatorului se va produce, datorită inerției vederii, refacerea imaginii de la emisie.

Explorarea mecanică nu a putut căpăta o răspîndire largă datorită multiplelor ei inconveniente (astfel, era foarte greu de realizat sincronismul și sinfazarea discurilor, definiția imaginii era scăzută etc.).

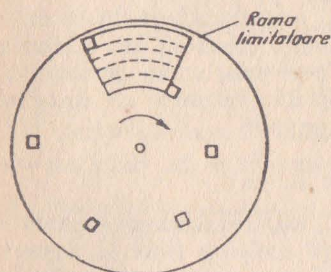


Fig. 2.2. Discul lui Nipkow.

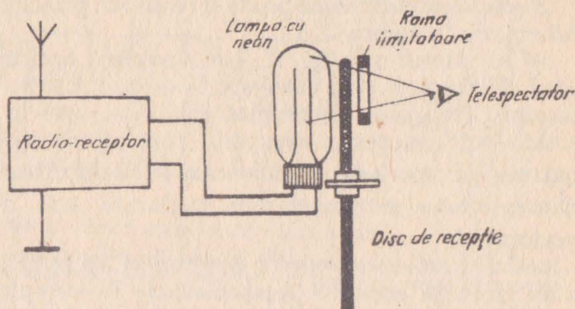


Fig. 2.4. Schema unei instalaţii de recepţie cu disc Nipkow.

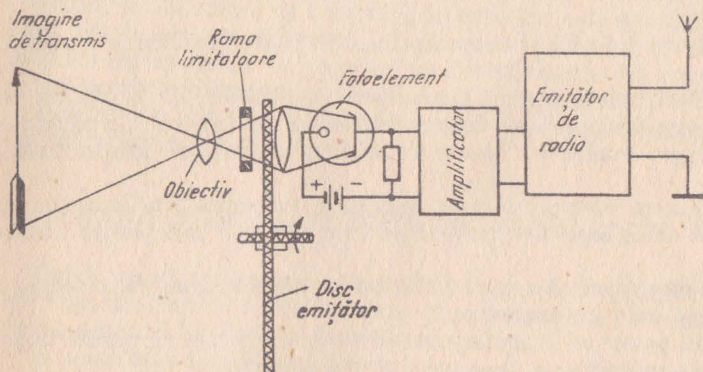


Fig. 2.3. Schema unei instalaţii de emisie cu disc Nipkow.

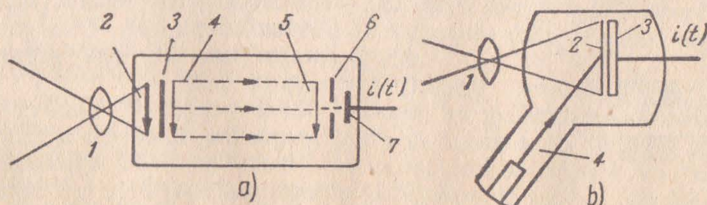


Fig. 2.5. Explorarea electronică:

a — explorarea imaginii electronice: *1* — obiectiv; *2* — imagine optică; *3* — fotocatod; *4*; *5* — imagini electronice; *6* — disc perforat; *7* — anod;
b — explorarea electronică a reliefului de potenţial: *1* — obiectiv; *2* — imagine optică; *3* — ţintă; *4* — fascicul electronic.

Explorarea electronică poate fi realizată principial în două moduri, prezentate schematic în figura 2. 5.

— În primul caz (fig. 2. 5, *a*) imaginea optică *2* este transformată în imagine electronică *4* de către un fotocatod *3*, care emite electroni sub acțiunea luminii. Imaginea electronică este deplasată în fața unui ecran perforat *6*, astfel încît, succesiv, electronii corespunzători fiecărui element de imagine pătrund prin perforație și formează în circuitul anodului 7 curentul electric *i (t)*. Dimensiunile elementului de explorare sînt determinate de dimensiunile perforației.

— În al doilea caz (fig. 2. 5, *b*) imaginea optică *2* este realizată pe suprafața unei ținte de construcție specială *3*. Pe suprafața aceleiași ținte ia naștere o distribuție de potențial electric (relief de potențial) care reproduce distribuția de străluciri a imaginii. Ținta este analizată de un fascicul electronic de explorare *4*. În urma acestui proces, în circuitul de utilizare apare un curent electric *i (t)*, proporțional cu strălucirea fiecărui element de imagine. Dimensiunile elementului de explorare sînt determinate de dimensiunile fasciculului electronic.

Această metodă este folosită aproape exclusiv în toate instalațiile moderne de televiziune.

În explorarea electronică, pentru deplasarea fasciculului de explorare se folosesc de obicei circuite speciale, denumite *circuite de deflexie*. Cu ajutorul lor se creează cîmpuri magnetice sau electrice care acționează asupra fasciculului electronic.

Principial, deplasarea elementului de explorare pe suprafața imaginii se poate realiza după orice lege. În general însă, se cer a fi îndeplinite următoarele condiții:

— elementul de explorare să treacă prin toate punctele imaginii o singură dată în timpul unui ciclu de explorare;

— asupra fiecărui punct al imaginii, elementul de explorare să revină după intervale de timp egale;

— timpul alocat unui ciclu de explorare să fie folosit cît mai eficace;

— realizarea tehnică a explorării să fie cît mai simplă.

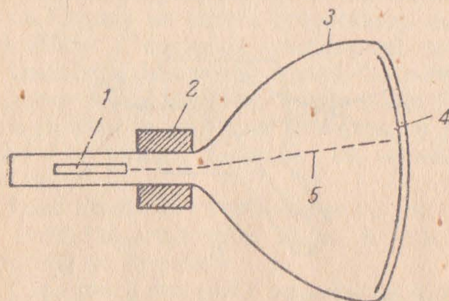


Fig. 2.6. Construcția tubului cinescop:

1 — tun electronic; *2* — bobine de deflexie; *3* — balon de sticlă; *4* — ecran luminiscent.

Pentru refacerea imaginii, la recepție se utilizează tuburi catodice de construcție specială (așa-numitele *tuburi cinescop*). Construcția unui asemenea tub este prezentată în figura 2. 6.

Ansamblul de electrozi montați în partea cilindrică a tubului constituie un *„tun electronic"*. Rolul acestuia este de a produce un fascicul electronic foarte subțire, care bombardează din interior partea frontală a tubului catodic, denumită *ecran*. Acest ecran este constituit dintr-un strat subțire și uniform de

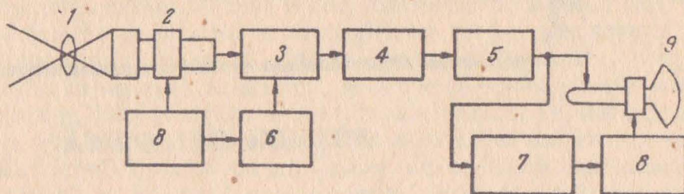


Fig. 2.7. Schema bloc a lanțului de televiziune:

1 — obiectiv; *2* — tub videocaptor; *3* — amplificator video de emisie; *4* — canal de comunicație; *5* — amplificator video de recepție; *6* — generator de semnale de sincronizare; *7* — dispozitiv de extragerea semnalelor de sincronizare; *8* — generatoare de baleiaj; *9* — cinescop.

material luminiscent. Sub bombardamentul electronilor din fasciculul *5* stratul emite radiații luminoase. Strălucirea punctului bombardat este aproximativ proporțională cu numărul de electroni și cu energia cu care aceștia izbesc ecranul.

Pe porțiunea cilindrică a tubului, în exterior, este montat un grup de bobine, care, fiind parcurse de curenți, deplasează fasciculul de electroni astfel încît punctul de incidență de pe ecran să descrie liniile din care se compune imaginea potrivit sistemului de explorare de la emisie.

Bineînțeles, fasciculul electronic emis de tunul electronic va fi modulat de către semnalul recepționat.

B. SCHEMA BLOC A LANȚULUI DE TELEVIZIUNE

După cele expuse anterior se poate vedea care sînt elementele indispensabile ale unei transmisii de televiziune, cu alte cuvinte se poate urmări funcționarea schemei bloc a unui lanț de televiziune.

Schema bloc simplificată a unui asemenea lanț este prezentată în figura 2.7.

Imaginea captată de obiectiv este transformată în semnale electrice de către tubul videocaptor. Deplasarea fasciculului de explorare în interiorul tubului este asigurată de către generatorul de baleiaj. Acest generator este comandat la rîndul său de către generatorul de semnale de sincronizare. Semnalele date de generatorul de sincronizare sînt injectate și în amplificatorul video de la emisie, unde se însumează cu semnalele date de tubul videocaptor și străbat împreună canalul de comunicație.

După amplificatorul video de la recepție, aceste semnale sînt extrase printr-un procedeu oarecare și comandă la rîndul lor generatorul de baleiaj, care asigură curenți de formă corespunzătoare în bobinele de deflexie (deplasare a fasciculului) ale tubului cinescop. În acest mod se asigură tot timpul deplasarea sincronă și sinfazică a punctului luminos de pe ecranul cinescopului cu cea a elementului de explorare de la emisie. După cum s-a arătat mai înainte, fasciculul de electroni din cinescop este modulat de către semnalul recepționat, care la rîndul său va fi funcție de strălucirea diverselor puncte din imaginea de la emisie. Rezultă deci că pe ecranul cinescopului se va obține o imagine analogă cu cea de la emisie.

CAPITOLUL

3

NOŢIUNI DE OPTICĂ

A. PROCESUL VEDERII

Informaţia vizuală asupra mediului înconjurător este recepţionată de ochiul omului. Fără cunoaşterea procesului vederii umane nu se pot formula condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească sistemele de televiziune. Se ştie că în procesul vederii, asupra ochiului omenesc acţionează un cîmp de radiaţii luminoase de diverse frecvenţe şi intensităţi.

Organul vederii este format din *globul ocular*, *nervul optic* şi *centrii vizuali* din encefal (fig. 3. 1).

În partea din faţă a globului ocular se află *sistemul optic al ochiului*. El are rolul de a forma imaginea optică a obiectelor pe *retină*, aflată în partea posterioară a globului ocular. Pentru formarea corectă a imaginilor situate la diferite distanţe în raport cu ochiul, sistemul optic are posibilitatea de a-şi schimba distanţa focală prin modificarea curburii suprafeţei *cristalinului c*. Această proprietate a ochiului se numeşte *acomodare*.

În faţa cristalinului se află *irisul i*, care formează în regiunea sa centrală o deschidere circulară, de diametru variabil, denumită *pupilă*. Pupila are

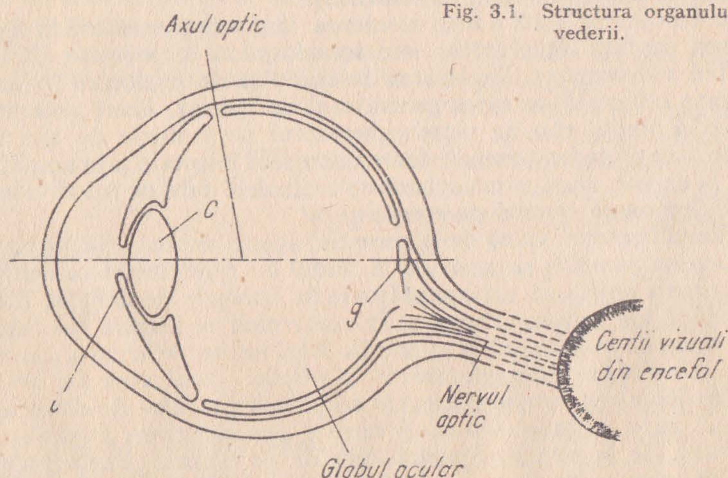


Fig. 3.1. Structura organului vederii.

rol de diafragmă, reglînd în mod reflex cantitatea de lumină care pătrunde în globul ocular. Pe de altă parte, sensibilitatea retinei este funcție de cantitatea de lumină ce cade pe ea. Înspre luminozități scăzute, sensibilitatea ochiului crește. În legătură cu aceasta, se spune că ochiul posedă proprietatea de a se adapta la diferite străluciri ale cîmpului vizual. În afară de *adaptarea la strălucire*, este cunoscut și fenomenul de *adaptare la culoare*. Această adaptare vizuală trebuie privită ca un proces de continuă schimbare a stării organului vederii în decursul unei anumite perioade, la trecerea de la un nivel al excitației la altul.

Retina este o structură nervoasă extrem de complicată, pe suprafața căreia se formează imaginea optică a obiectului privit. În componența ei intră două feluri de celule sensibile la lumină: *în formă de con* și *în formă de bastonaș*. Celulele în formă de con, în număr de aproximativ 7 milioane, au sensibilitatea la lumină scăzută. Reacționează doar la iluminări ce depășesc cîțiva lucși. Posedă în schimb proprietatea de a deosebi culorile. Celulele în formă de bastonaș, în număr de aproximativ 130 de milioane, au sensibilitatea la lumină ridicată, reacționînd la iluminări mici. De aceea, în condiții de slabă iluminare, cînd reacționează doar celulele în formă de bastonaș, omul nu este în măsură să deosebească culorile obiectelor.

Distribuția celulelor sensibile la lumină în retină este neuniformă. În apropierea axei optice a ochiului (axa din fig. 3. 1) sînt distribuite celulele în formă de con, iar pe măsura depărtării de axă numărul acestora se micșorează și rămîn doar celulele în formă de bastonaș.

O putere de separare relativ mare asigură regiunea *petei galbene g*, care ocupă o suprafață văzută din centrul pupilei sub un unghi de aproximativ 15° pe verticală și 17° pe orizontală.

Imaginile dreptunghiulare, cu raportul între lățime și înălțime 4/3, privite de la o distanță care depășește de 5—6 ori înălțimea imaginii, se proiectează aproximativ în această regiune a retinei care asigură o vedere relativ clară.

În regiunea centrală a petei galbene se află *centrul foveal*, în care densitatea celulelor în formă de con este maximă, iar celulele în formă de bastonaș lipsesc. Dimensiunea unghiulară a diametrului centrului foveal este de aproximativ 1,3°. Detaliile cele mai fine pot fi distinse numai dacă se proiectează în această regiune a retinei, care posedă cea mai ridicată putere de separare.

Privind o imagine, omul nu poate percepe dintr-o dată toate detaliile ei. Pentru aceasta este necesară o anumită perioadă de timp în care ochiul analizează treptat regiuni mici din imagine, pe care le proiectează în această regiune a retinei care asigură vederea cea mai clară. Experimental s-a constatat că în procesul vederii imaginilor relativ mari, ochiul execută mișcări specifice sacadate, fixînd treptat privirea în diverse puncte ale imaginii. Regiunile cu detalii puține, care conțin o cantitate neglijabilă de informație, aproape nu sînt analizate.

În afară de aceasta, globul ocular execută tot timpul o serie de mișcări instinctive foarte complicate, care au componente atît în direcțiile orizontală și verticală cît și componente rotative. S-a constatat experimental că dacă pe retină se proiectează imaginea unui obiect care execută mișcări similare cu ale globului ocular, în așa fel încît punctul de proiecție pe retină să rămînă

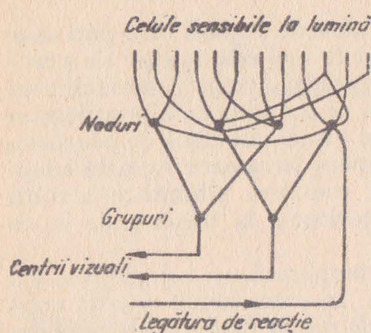


Fig. 3.2. Legături nervoase în retină.

neschimbat, după cîteva secunde ochiul încetează să deosebească obiectul de fondul pe care se află. Aceasta dovedește faptul că organul vederii reacționează numai la variații de strălucire, și nu la valoarea ei absolută. Rezultă deci că nu este absolut necesar ca strălucirea diferitelor elemente ale imaginii care se transmite să fie egală cu strălucirea elementelor corespunzătoare de pe suprafața obiectului. Este suficient să fie redate corect diferențele relative de strălucire între diversele puncte de pe suprafața obiectului.

De la nivelul retinei, imaginea este transmisă centrilor vizuali din creier prin intermediul fibrelor nervoase din nervul optic (aproximativ 1 000 000). Legătura între cele două tipuri de celule din retină și fibrele nervoase se realizează într-un mod complicat (fig. 3. 2). Între diferitele celule există o influență reciprocă. Unele fibre nervoase sînt folosite pentru asigurarea unei legături inverse (de reacție) între centrii vizuali și celulele retinei. În centrul retinei fiecare con se leagă cu o singură fibră nervoasă, ceea ce determină capacitatea maximă de separare a acestei regiuni. Spre periferie, fiecărei fibre nervoase îi revin grupuri din ce în ce mai mari de celule.

Informația conținută în imaginea optică ce se formează pe suprafața retinei este prelucrată înainte de a fi transmisă centrilor vizuali. O parte din informație este înlăturată, iar restul se transmite prin intermediul unor impulsuri electrice de amplitudine constantă. Fiecărei excitații luminoase îi corespunde o combinație anumită a acestor impulsuri. Se poate deci spune că informația este transmisă centrilor vizuali în mod codificat. La nivelul acestor centri are loc procesul de decodificare și de transformare a energiei electrice în energie specifică proceselor biologice de formare a senzațiilor vizuale.

Pe baza unui proces de sinteză se formează modelul vizual al obiectului privit, care apoi este păstrat în sistemul memoriei.

Din cele arătate rezultă că în procesul vederii pot fi distinse următoarele etape mai importante:

— formarea imaginii optice a obiectului pe suprafața retinei prin intermediul sistemului optic al ochiului;

— descompunerea imaginii optice în elemente separate datorită structurii discrete a retinei, în componența căreia intră un număr finit de elemente sensibile la lumină;

— transformarea energiei luminoase în energie chimică și a acesteia în energie electrică;

— transmiterea energiei electrice, prin intermediul fibrelor nervoase, centrilor vizuali din encefal;

— transformarea energiei electrice în energie a proceselor biologice de formare a senzațiilor vizuale;

— formarea modelului vizual al obiectului privit, pe baza sintezei diferitelor excitații nervoase.

Majoritatea acestor etape se păstrează în formă corespunzătoare și în procesul transmiterii la distanță a imaginii obiectelor din natură prin intermediul sistemelor de televiziune.

Experiența arată că și din punctul de vedere al perceperii detaliilor și salturilor de strălucire posibilitățile ochiului sînt limitate. Ochiul nu observă detaliile foarte mici. Evident că este inutil ca în imaginea de televiziune să fie reproduse detalii mai fine decît cele ce pot fi percepute de ochi. Pe de altă parte, lipsa de detalii perceptibile sau distorsionarea lor coboară calitatea imaginii. În același timp este inutil ca salturile bruște de strălucire să fie reproduse exact. Se constată că senzația unui salt brusc de strălucire se obține și în cazul în care variația reală a strălucirii nu se face prin salt. De aceea, problema perceperii vizuale a detaliilor și salturilor de strălucire prezintă pentru televiziune un deosebit interes.

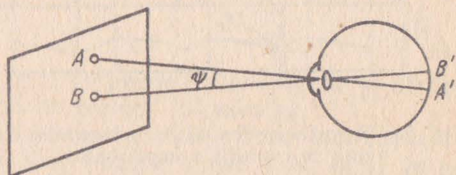


Fig. 3.3. Ilustrarea noțiunii de acuitate vizuală.

Capacitatea organului vederii de a deosebi detaliile imaginilor se numește *acuitate vizuală*. Ea se apreciază, de obicei, prin mărimea inversă a unghiului vizual minim ψ sub care se văd încă distinct două puncte A, B ale imaginii (fig. 3. 3).

Mărimea $S = \frac{1}{\psi}$ se numește *putere de separare a ochiului, iar* ψ *este unghiul de separare*.

Distribuția discretă în retină a celulelor sensibile la lumină, fenomenul de difracție a luminii, cît și imperfecțiunea sistemului optic al ochiului limitează acuitatea vizuală.

Cea mai mare acuitate vizuală o asigură centrul foveal, unde densitatea celulelor sensibile la lumină este maximă.

Deoarece în această porțiune a retinei nu se găsesc decît celule în formă de con, rezultă că o primă condiție ca ochiul să poată distinge detalii mărunte este ca luminozitatea să fie de cel puțin cîțiva lucși, în așa fel încît să se poată asigura funcționarea acestor celule.

Acuitatea vizuală nu este limitată numai de caracterul discret al distribuției celulelor sensibile la lumină. În cazul unor străluciri mari, cînd diametrul pupilei este mic, fenomenul de difracție a luminii are un rol precumpănitor în limitarea puterii de separare a ochiului. După cum se știe din optică, fenomenul de difracție este cu atît mai pronunțat cu cît deschiderea diafragmei sistemului optic este mai mică. Rezultă deci că atunci cînd diametrul pupilei este mic, influența difracției este apreciabilă.

La luminozități mici, diametrul pupilei crește, astfel că influența difracției se micșorează. În acest caz cresc însă distorsiunile datorită aberației de sfericitate și neomogenității cristalinului. Acestea limitează, de asemenea, posi-

iluminată este normală pe direcţia razelor de lumină. În cazul în care normala la suprafaţă formează un unghi cu razele de lumină, iluminarea devine:

$$E = \frac{\Phi}{S} \cos \alpha.$$

Înlocuind în această relaţie fluxul luminos, rezultă:

$$E = \frac{\Phi}{S} \cos\alpha = \frac{IS}{SR^2} \cos \alpha = \frac{I}{R^2} \cos \alpha;$$

se remarcă că iluminarea scade cu pătratul distanţei dintre sursă şi suprafaţă şi că ea este proporţională cu cosinusul unghiului format de direcţia fluxului luminos şi normala la suprafaţa iluminată.

Strălucirea (B) unei surse de lumină (se vorbeşte de strălucirea unei surse atunci cînd dimensiunile acelei surse nu sînt neglijabil de mici) se defineşte ca fiind raportul dintre intensitatea luminoasă emisă pe o direcţie dată şi mărimea suprafeţei luminoase proiectată pe direcţia considerată (fig. 3. 6):

$$B = \frac{I}{S \cos \alpha}.$$

Unitatea de măsură a strălucirii este nitul, care reprezintă strălucirea unei suprafeţe de 1 m², care pe direcţia normală la suprafaţă emite radiaţii luminoase cu intensitatea de 1 candelă.

2. CONTRASTUL

Contrastul unei imagini se numeşte raportul dintre strălucirea celui mai minos punct şi strălucirea celui mai puţin luminos punct al său:

$$K = \frac{B_{max}}{B_{min}}.$$

Acest raport variază în natură, fiind în medie de cîteva zeci, dar putînd atinge şi zeci de mii. Un contrast de ordinul zecilor de mii, sistemele de televiziune actuale nu sînt capabile de a transmite. De aceea este necesar ca să se evite transmiterea imaginilor obiectelor foarte strălucitoare, cum ar fi soarele şi sursele de lumină artificială.

În cazul conservării imaginilor prin înregistrarea pe peliculă cinematografică, contrastul nu poate depăşi cifra de 50—60. La imaginile de televiziune contrastul este ceva mai mare, ajungînd la 100.

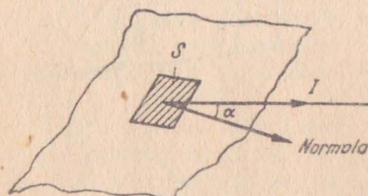


Fig. 3.6. Determinarea strălucirii suprafeţei unei surse luminoase.

Pentru ca imaginea reprodusă să fie fidelă cu imaginea subiectului, trebuie ca strălucirile punctelor corespunzătoare de pe subiect şi imaginea reprodusă să fie proporţionale, adică:

$$B_2 = kB_1$$

(s-a notat cu B_1 strălucirea unui punct al obiectului, cu B_2 strălucirea aceluiași punct de pe imaginea reprodusă, iar k este o constantă de proporționalitate). Dacă această condiție ar fi îndeplinită, imaginea reprodusă ar avea același contrast cu subiectul. Deoarece, în general, contrastul realizat pe imagine este mai mic decît contrastul subiectului, trebuia găsită o soluție pentru redarea corectă a imaginilor cu o gamă de contraste mai reduse. Pentru aceasta s-a apelat la legea Weber-Fechner.

Ținînd seama de legătura logaritmică ce există între excitația și senzația vizuală, pentru producerea unei senzații vizuale corecte este necesar ca logaritmii strălucirilor B_1 și B_2 să fie proporționali:

$$\log B_2 = \gamma \log B_1$$

Revenind la relația fără logaritmi, se obține:

$$B_2 = B_1^{\gamma}$$

Coeficientul de proporționalitate γ al logaritmilor se numește *factor de contrast*. El arată raportul dintre logaritmii contrastelor imaginii reproduse și imaginii subiectului. Dacă, de exemplu, contrastul imaginii este de 100, iar al subiectului este de 10 000, atunci factorul de contrast trebuie să fie:

$$\gamma = \frac{\log B_2}{\log B_1} = \frac{\log 100}{\log 10\,000} = 0{,}5.$$

3· LENTILE

a. **Parametrii lentilelor**. După cum se cunoaște, lentilele pot fi *convergente* și *divergente*. Lentilele convergente, notate convențional printr-un segment de dreaptă avînd la capete săgeți îndreptate înspre exterior, au proprietatea de a devia un fascicul de raze paralele astfel încît ele se întîlnesc într-un singur punct numit *focar* (F din fig. 3. 7). Distanța de la centrul O al lentilei la punctul F se numește *distanță focală* și este un parametru esențial al lentilei. Lentilele divergente se notează avînd săgețile îndreptate înspre interior și se caracterizează prin aceea că deviază divergent un fascicul de raze luminoase paralele. Focarul virtual al lentilei divergente se obține prin prelungirea razelor ce ies din lentilă. Distanța de la centrul lentilei la punctul în care se întîlnesc prelungirile razelor se numește și în acest caz distanță focală.

Așezînd în fața unui obiect luminos o lentilă convergentă, pe un paravan dispus în partea lentilei opusă imaginii (fig. 3. 8), se obține imaginea răsturnată

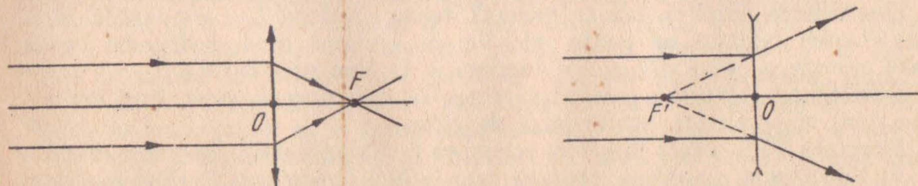


Fig. 3.7. Traiectoriile razelor de lumină la trecerea printr-o lentilă convergentă, respectiv divergentă.

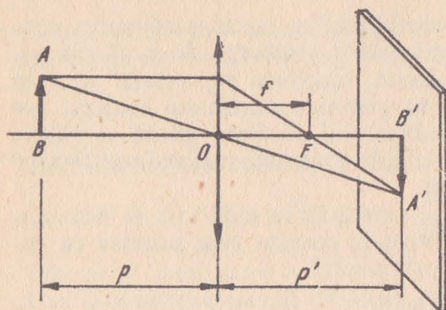


Fig. 3.8. Construirea imaginii unui obiect

a obiectului, atunci cînd distanța p' dintre paravan și centrul lentilei are o anumită mărime. Dacă paravanul se îndepărtează sau se apropie de lentilă, imaginea se estompează și se pierde treptat. Operația de determinare a imaginii celei mai clare se numește *punerea la punct a imaginii.*

Construcția grafică din figura 3. 8 se realizează prin ducerea unei raze ce pornește dintr-un punct al obiectului și trece prin centrul lentilei (această rază de lumină nu este deviată de lentilă) și a unei a doua raze, paralelă cu axa lentilei, care după ieșirea din lentilă va trece prin focar. Pe baza acestei construcții se arată că:

$$\frac{1}{p'} = \frac{1}{f} - \frac{1}{p},$$

formulă care poartă numele de *ecuația lentilelor.*

Prin *puterea măritoare* (*grosismentul*) unei lentile se înțelege raportul dintre dimensiunile $A'B'$ ale imaginii și dimensiunea AB a obiectului:

$$m = \frac{A'B'}{AB}.$$

Se vede că (fig. 3. 8):

$$m = \frac{p'}{p}.$$

Luminozitatea imaginii dată de lentilă este determinată de fluxul luminos ce se transmite prin lentilă. Acest flux este cu atît mai mare cu cît suprafața lentilei este mai mare, deci cu cît lentila are diametrul mai mare. Dar luminozitatea mai depinde și de mărimea imaginii reproduse, deci de distanța focală. De aceea, caracterizarea luminozității se face prin *deschiderea relativă a lentilei,* care reprezintă raportul dintre diametrul util și distanța focală a lentilei.

Deschiderea relativă este în general mai mică decît 1. La o lentilă dată, deschiderea relativă se poate micșora cu ajutorul unei diafragme opace, care oprește o parte din razele luminoase ce trec prin lentilă.

Deschiderea relativă a lentilelor influențează nu numai asupra luminozității imaginii, ci și asupra profunzimii de cîmp.

Imaginea unui obiect în spațiu este și ea tridimensională. În cinematografie și în televiziune, imaginea captată este însă bidimensională, fiind obținută prin proiectarea imaginii tridimensionale pe un plan. De aceea nu toate punctele obiectului vor da imagini „puse la punct", ci numai acelea ale căror distanțe față de obiectiv satisfac ecuația lentilelor. Celelalte puncte ale obiec-

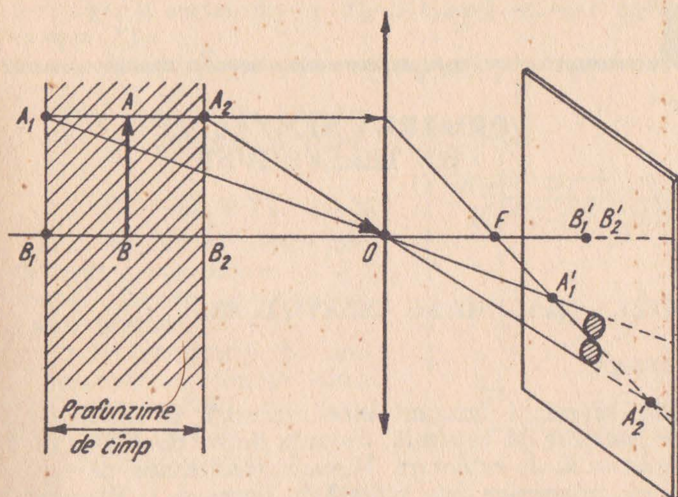


Fig. 3.9. Profunzimea de cîmp.

tului vor apărea sub forma unor pete circulare, de diametru cu atît mai mare cu cît diferă mai mult distanţele.

Din cauza imperfecţiunilor sistemelor de televiziune, imaginea nu poate reproduce detalii oricît de mici. De aceea, dacă petele circulare nu au diametrul mai mare decît cel mai mic detaliu reproductibil, imaginea formată de ele va apărea la fel de clară ca cea pusă la punct. În felul acesta vor exista două distanţe limită, de la lentilă la obiect, între care obiectele dau imagini bune. Diferenţa dintre distanţele limită se numeşte *profunzime de cîmp* (fig. 3. 9).

Profunzimea de cîmp depinde de deschiderea relativă, fiind cu atît mai mică cu cît deschiderea relativă este mai mare.

b. **Defectele lentilelor**. Principalele defecte ale lentilelor se datoresc faptului că nu toate razele luminoase care trec prin lentilă se întîlnesc în acelaşi punct.

O primă defecţiune este *aberaţia cromatică*. Ea se manifestă prin aceea că distanţa focală a lentilei depinde de lungimea de undă a luminii incidente. Aceasta se explică prin faptul că însuşi indicele de refracţie al sticlei din care este confecţionată lentila este dependent de lungimea de undă. Distanţa focală este cu atît mai mică cu cît lungimea de undă este mai mică.

Dar chiar şi în cazul luminii de o singură culoare apare o aberaţie, numită *aberaţie de sfericitate*. Această aberaţie se manifestă prin aceea că nu toate razele de lumină se întîlnesc în focar, deci imaginea nu este perfect punctiformă. Cauza aberaţiei de sfericitate este forma sferică a suprafeţelor lentilelor. Pentru ca toate razele să se întîlnească în focar, suprafaţa lentilei ar trebui să fie un paraboloid. Realizarea practică a unei asemenea suprafeţe este însă extrem de dificilă. Aberaţia de sfericitate se poate compensa prin combinarea unei lentile convergente cu una divergentă, din care cauză obiectivele aparatelor de luat vederi sînt construite din mai multe lentile simple, numărul acestora putînd ajunge chiar pînă la 10.

CAPITOLUL

4

FORMAREA SEMNALULUI DE TELEVIZIUNE

A. ANALIZA ȘI SINTEZA IMAGINII DE TELEVIZIUNE

1. EXPLORAREA PROGRESIVĂ

Prin această metodă, suprafața imaginii este explorată în întregime o dată, printr-o singură deplasare pe verticală, distanța dintre două linii fiind egală cu înălțimea elementului de explorare. Mișcarea elementului de explorare în timpul explorării progresive este arătată în figura 4. 1. Elementul de explorare se află sub acțiunea unor forțe care îl deplasează simultan, atît pe orizontală cît și pe verticală.

Se presupune poziția inițială a elementului de explorare pe imagine în partea stîngă, sus. Deplasarea se va face astfel: se parcurge linia *1—1'* cu o viteză constantă; elementul execută apoi o mișcare rapidă în sens invers pe linia *1'—2*. Mișcarea continuă cu linia următoare *2—2'* și în mod analog cu o mișcare rapidă în sens invers *2'—3*; procesul se desfășoară pînă la explorarea ultimei linii *Z—Z'*. După aceasta se execută o mișcare relativ rapidă de întoarcere pe verticală. Elementul de explorare execută mai multe mișcări în zigzag reprezentate schematic prin *Z'—b—c—1*. Apoi întregul proces se repetă.

În timpul mișcărilor de întoarcere a elementului de explorare, atît pe orizontală cît și pe verticală, pentru a nu fi explorate din nou aceleași elemente care au fost explorate și în timpul mișcărilor directe, fasciculul de explorare este stins.

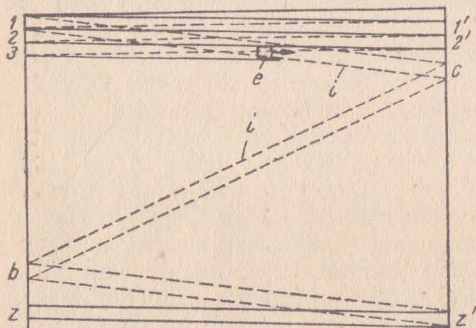


Fig. 4.1. Explorare progresivă:
e — element de explorare; *i* — întoarcere pe verticală.

O imagine explorată o dată complet și transmisă prin sistemul de televiziune se numește *cadru*. Totalitatea liniilor de explorare dintr-un cadru poartă denumirea de *rastru*. Drumul parcurs de electroni în sens invers atît pe orizontală cît și pe verticală poartă denumirea de *întoarcere pe orizontală* (pe linii) și *întoarcere pe verticală* (pe cadre).

Timpul necesar pentru explorarea unei linii T_H este dat de timpul pentru

parcurgerea cursei directe T'_H și timpul necesar pentru parcurgerea cursei inverse T''_H:

$$T_H = T'_H + T''_H. \quad (4.1)$$

În mod asemănător, timpul pentru parcurgerea unui cadru este:

$$T_V = T'_V + T''_V \quad (4.2)$$

(T'_V este timpul pentru parcurgerea cursei directe și T''_V timpul pentru parcurgerea cursei inverse).

Pentru întoarcerea pe linii și pe cadre se folosește circa 15%, respectiv 3%, din perioada cursei directe:

$$T''_H \cong 0{,}15\ T_H$$
$$T''_V \cong 0{,}03\ T_V \quad (4.3)$$

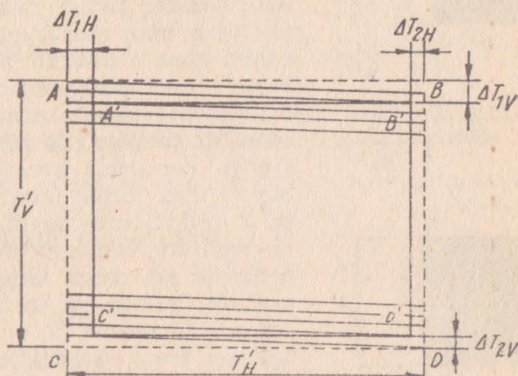


Fig. 4.2. Cadru întreg *ABCD* și cadru vizibil *A'B'C'D'*.

Viteza cu care se deplasează elementul de explorare pe linii este de aproximativ 400 ori mai mare decît viteza de deplasare a elementului de explorare pe cadre.

Viteza de deplasare a elementului de explorare ar trebui să fie constantă pe toată durata cursei directe; în realitate, viteza scade treptat către sfîrșitul cursei directe pînă ajunge la zero și apoi schimbă de sens. Pentru a evita distorsiunile datorite variației vitezei de explorare la începutul și la sfîrșitul cursei directe, cadrul explorat are dimensiuni ceva mai mici decît cadrul întreg și în acest scop se folosesc impulsuri speciale de stingere, care încep ceva mai devreme decît terminarea cursei directe, continuă pe timpul cursei de întoarcere și se termină puțin după începutul cursei directe (fig. 4. 2). Acest cadru *A'*, *B'*, *C'*, *D'* poartă denumirea de *cadru vizibil*. O altă măsură care se ia este aceea ca la recepție cadrul vizibil să fie ceva mai mic decît cadrul vizibil de la emisie și în acest scop durata impulsului de stingere de la recepție este ceva mai mare decît durata impulsului de stingere de la emisie.

Practic, mărimile din figura 4. 2 au aproximativ valorile:

$$\Delta T_{1H} = 0{,}02\ T_H;\quad \Delta T_{2H} = 0{,}02\ T_H.$$
$$\Delta T_{1V} = 0{,}04\ T_V;\quad \Delta T_{2V} = 0{,}01\ T_V. \quad (4.4)$$

Din relațiile (4. 1)...(4. 3) de mai sus rezultă că timpul efectiv de explorare pe orizontală este:

$$T_{Hef} = T_H - (T''_H + \Delta T_{1H} + \Delta T_{2H}) = 0{,}81\ T_H,$$

iar pe verticală: (4. 5)

$$T_{Vef} = T_V - (T''_V + \Delta T_{1V} + \Delta T_{2V}) = 0{,}92\ T_V.$$

Din aceste relații se vede că la explorarea pe orizontală se pierde 19% din perioada unei linii, iar pe verticală 8% din perioada unui cadru

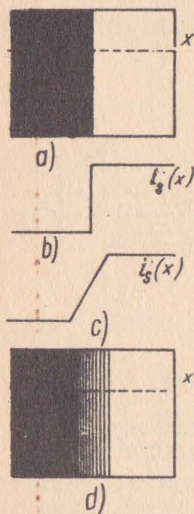


Fig. 4.3. Transmiterea unei suprafețe alb-negru:
a — imaginea de transmis; b — semnalul electric treaptă la trecerea de la negru la alb; c — semnalul electric real; d — imaginea transmisă.

2. DISTORSIUNEA DE APERTURĂ

Datorită dimensiunilor finite ale elementului de explorare apar distorsiuni d numite *distorsiuni de apertură* și care constau într-o reducere a posibilităților de transmitere a unui număr cît mai mare de detalii, sau mai corect spus o limitare a definiției imaginii recepționate. Pentru exemplificare se consideră că trebuie transmisă o suprafață jumătate neagră, jumătate albă, la care trecerea de la negru la alb se face net (fig. 4.3). Semnalul electric care redă trecerea de la o regiune la alta ar trebui să aibă forma unui impuls treaptă (fig. 4. 3, *b*), ale cărui componente se ridică pînă la frecvențe foarte înalte. În realitate, semnalul electric are forma din fig. 4. 3, *c*, deoarece din cauza dimensiunilor finite ale elementului analizor, acesta nu poate traversa instantaneu acest hotar și este nevoie de un timp oarecare, în care elementul analizor trece treptat din regiunea negru în regiunea alb, explorează regiunea de hotar pînă ce intră complet în regiunea de alb. Această distorsiune a sistemului de explorare conduce la faptul că imaginile nu vor fi conturate clar, iar detaliile mai mici decît dimensiunile elementului de explorare nu vor fi redate. Pentru compensarea acestui efect nedorit, semnalul imagine obținut la ieșirea tubului videocaptor este corectat în amplificatorul de videofrecvență cu ajutorul unui filtru de corecție.

3. FRECVENȚA CADRELOR ȘI A LINIILOR

Pentru ca succesiunea discontinuă a cadrelor la emisie să fie percepută continuu la recepție de ochiul omenesc, este necesar ca frecvența acestora să fie cel puțin egală cu frecvența critică. Această frecvență critică este în funcție de strălucire; ca exemplu, pentru o strălucire de 30 niți, frecvența cadrelor trebuie să fie aproximativ 40 cadre/s. Pentru o strălucire de ordinul sutelor de niți, frecvența cadrelor trebuie să fie 50—60 cadre/s.

Dacă se presupune $f_V = 50$ cadre/s, timpul pentru transmiterea unui cadru este $T_V = \frac{1}{f_V} = 20\,000\ \mu s = 20 ms$.

În condițiile vizionării unei imagini la televiziune, unghiul minim sub care se pot vedea distinct două detalii ale imaginii este de aproximativ 1,5′. Din experiență a rezultat că un ecran de cinema de $4 \times 5\ m^2$ poate fi privit în condiții normale de la o distanță de aproximativ 15 m. La o distanță mai mică se văd defectele filmului, iar la o distanță mai mare se pierd detaliile. Prin analogie cu ecranul de cinema, un ecran de televizor pentru a fi privit sub același unghi solid, distanța de privire este de aproximativ 3—5 ori diagonala ecranului. Puterea separatoare a ochiului variază proporțional cu contrastul.

Poartă denumirea de *definiție pe verticală* numărul maxim de elemente care pot fi observate cînd se examinează o linie verticală a imaginii:

$$d_v = \frac{V}{\delta_v},$$

în care: d_v este definiţia pe verticală;

V — dimensiunea pe verticală;

δ_v — distanța *limită minimă de apropiere* dintre două puncte care mai pot fi deosebite, situate pe aceeași linie verticală.

Poartă denumirea de *definiție pe orizontală* numărul maxim de elemente care pot fi observate pe orizontală cînd se examinează o linie de lungime egală cu dimensiunea pe verticală V a imaginii:

$$d_h = \frac{V}{\delta_h},$$

în care: d_h este definiţia pe orizontală;

V — dimensiunea liniei;

δ_h — distanța minimă dintre două puncte care mai pot fi deosebite, situate pe aceeași linie orizontală.

În cazul unui ecran de televizor de dimensiuni H și V, numărul maxim de elemente care pot fi observate este:

$$N = \frac{H}{V} d_v d_h,$$

în care H este lățimea ecranului;

V — înălțimea acestuia.

Este de dorit ca ambele definiții să fie egale atît pe verticală cît și pe orizontală, deoarece în caz contrar suferă acomodarea ochiului.

Dacă se privește imaginea sub un unghi de 15° în plan vertical, pentru a nu fi observată structura discretă a cadrului sînt necesare minimum 600 linii de explorare.

Privind de la o distanță mai mică liniile rastrului vor apare mai distinct și invers dacă se privește rastrul de la o distanță mai mare (deci sub un unghi mai mic). Dacă se ține seama că în standardul adoptat în țara noastră explorarea unui cadru se face cu $Z = 625$ linii, iar frecvența de succesiune a cadrelor este 50 cadre/s, rezultă frecvența de succesiune a liniilor:

$$f_H = Z f_V = 625 \cdot 50 = 31\,250 \text{ linii/s};$$

timpul necesar transmiterii unei linii este:

$$T_H = \frac{1}{f_H} = \frac{1}{31\,250} = 32 \ \mu\text{s}.$$

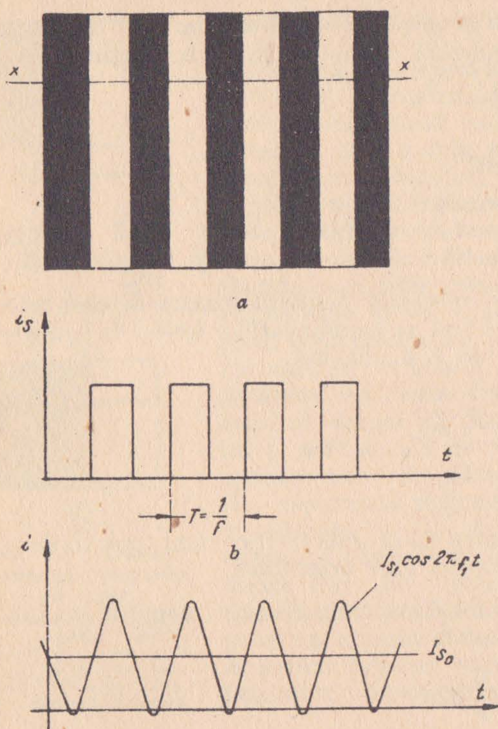


Fig. 4.4. Semnalul imagine la transmiterea unei scene cu bare albe și negre alternative:

a — imaginea de transmis; *b* — curentul obținut la ieșirea traductorului lumină-curent; *c* — componenta fundamentală a curentului de la ieșirea traductorului.

4. SEMNALUL DE IMAGINE ȘI FRECVENȚĂ VIDEO MAXIMĂ

Detaliile fine ale imaginii de transmis determină frecvența video maximă conținută în semnalul electric transmis.

Se presupune că trebuie transmisă o imagine formată din benzi verticale, alternativ albe și negre (fig. 4.4).

Presupunînd că curentul de ieșire este proporțional cu strălucirea elementului analizat, se obține un curent de formă dreptunghiulară (fig. 4.4, *b*), care poate fi descompus (fig. 4.4, *c*) într-o componentă continuă I_{s0} egală cu valoarea medie a curentului i_s, o fundamentală $I_{s1}\cos \pi f_1 t$ și o serie de armonici care nu apar pe figură. Din experiență a rezultat că este suficient să se transmită numai fundamentala curentului i_s (armonicele pot fi eliminate) deoarece la recepție ochiul observatorului va integra tonurile intermediare între alb și negru în benzile albe și negre mărginașe și impresia fiziologică rămîne corectă pentru detaliile fine ale imaginii.

Se poate admite deci că sistemul va trebui să transmită corect toate frecvențele pînă la o frecvență maximă care corespunde situației arătate mai sus. În privința limitei inferioare a frecvenței transmise ar trebui ca sistemul să transmită și componenta continuă I_{s0}. Deoarece la transmisie semnalul trece printr-o serie de condensatoare, componenta continuă se pierde, și ea va fi refăcută la recepție prin montaje destul de simple.

Pentru a determina frecvența video maximă, se consideră că trebuie transmisă o tablă de șah al cărei număr N de pătrățele luminoase și întunecate sînt de dimensiunile elementului de explorare. Se presupune că dimensiunile cadrului sînt H și V, iar numărul de linii Z; rezultă numărul total de pătrățele:

$$N = \frac{H}{V} Z^2 = KZ^2. \tag{4.6}$$

În cazul unui ecran în care $K = \frac{4}{3}$, iar $Z = 625$ linii, rezultă:

$$N = \frac{4}{3} \cdot 625^2 = 520\,000.$$

Perioada unui semnal va fi dată de două pătrățele alăturate: unul negru, celălalt alb.

Cunoscînd faptul că timpul necesar transmiterii tuturor cîmpurilor este dat de perioada cadrelor T_V, se poate calcula perioada fundamentalei :

$$T_e = \frac{2\,T_V}{N} = 2\,\frac{1}{KZ^2 f_V}. \tag{4.7}$$

Frecvența video maximă, necesar a fi transmisă, rezultă:

$$f_{max} = \frac{1}{T_e} = \frac{1}{2}\,KZ^2 f_V. \tag{4.8}$$

În situația în care $K = \frac{4}{3}$, $Z = 625$ linii și $f_V = 50$ cadre/s, se obține $f_{max} =$ $= 13$ MHz.

Deoarece creșterea frecvenței video maxime de transmis îngreuiază foarte mult construcția elementelor canalului de comunicație, s-a căutat să se reducă cît mai mult posibil valoarea acesteia. O corecție asupra valorii maxime a frecvenței video se face ținînd seama de cadrul real transmis, în care (v. relațiile 4. 5):

$$K' = \frac{H'}{V'} = \frac{0{,}81\,H}{0{,}92\,V} = 0{,}88K, \tag{4.9}$$

iar $Z' = 0{,}92\ Z$. (4.10)

Relația (4. 8) devine acum:

$$f'_{max} = \frac{K'Z'^2}{KZ^2}\,f_{max} = 0{,}88(0{,}92)^2 f_{max} = 0{,}743\,f_{max} \tag{4.11}$$

constatîndu-se că se poate obține o reducere cu 25,7% a frecvenței video maxime, ceea ce reprezintă destul de puțin. Din relația (4. 11) reiese că pentru micșorarea frecvenței video maxime se poate acționa asupra factorilor K, Z și f_V. Experimental s-a constatat că singurul factor asupra căruia se poate acționa fără a influența negativ calitatea imaginii este frecvența cadrelor și aceasta se obține folosind metoda explorării întrețesute.

Cea mai joasă frecvență f_{min} se întîlnește atunci cînd trebuie transmisă o imagine complet albă sau complet neagră, cînd semnalul video nu variază în timp, adică este o tensiune continuă. In acest caz se poate spune că frecvența video este zero: $f_{min} = 0$.

5. EXPLORAREA ÎNTREȚESUTĂ ȘI PARAMETRII EI

S-a văzut că este necesară o frecvență de repetiție a cadrelor de cel puțin 30—40 Hz pentru a dispărea fenomenul de pîlpîire. De asemenea, trebuie să se țină seama și de faptul că pe imagine pot apărea distorsiuni cauzate de unele semnale parazite introduse de rețeaua de alimentare cu curent alternativ, care nu sînt staționare ca poziție, ci se deplasează dacă frecvența rețelei nu este un multiplu exact al frecvenței de repetiție a cadrelor; rezultă că frecvența cea mai joasă de explorare pe verticală trebuie să fie 50 Hz (respectiv 60 Hz în S.U.A. și alte țări), adică egală cu frecvența rețelelor de distribuție de energie electrică.

Este posibil să se conceapă un sistem în care numărul de linii pentru o explorare să fie mai mic decît numărul total de linii de pe imagine. Sistemul acesta poartă denumirea de *sistem de explorare întrețesută*. Într-un asemenea sistem frecvența de repetiție a explorării complete a imaginii este f_V/c, în care c este *ordinul de întrețesere*. Prin procedeul explorării întrețesute este posibil să se folosească un număr mare de linii, deci să crească definirea pe verticală fără a mări banda de trecere.

Sistemele de explorare întrețesute folosesc $c = 2$, adică două cîmpuri pentru explorarea unei imagini. Într-o explorare pe verticală numărul de linii este $n_V + 1/2$. Pentru explorarea completă a unei imagini sînt necesare două explorări succesive pe verticală în cursul cărora vor fi parcurse:

$$2\left(n_V + \frac{1}{2}\right) = 2n_V + 1 = n \text{ linii.}$$

Sistemul de explorare întrețesut se face deci cu un număr impar de linii.

Ca exemplu se consideră un sistem de explorare cu ordin de întrețesere egal cu doi și cu un număr total de 13 linii pe imagine (fig. 4. 5.). Primul cîmp conține liniile impare ale imaginii, iar al doilea, liniile pare. Jumătatea a doua a liniei 11 și prima jumătate a liniei 13 din primul semicadru, precum și linia 12 din semicadrul liniilor pare sînt linii inactive. Deci din 13 linii, efectiv sînt folosite numai 11.

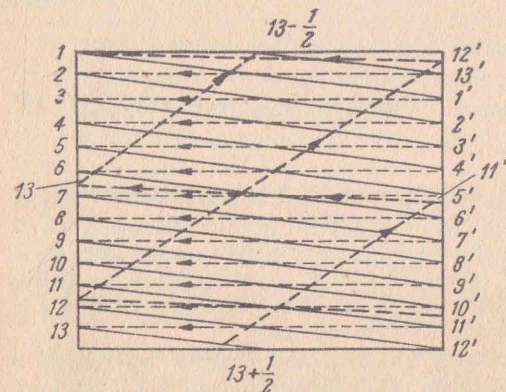


Fig. 4. 5. Sistem de explorare întrețesută cu 13 linii.

În alegerea numărului de linii pentru explorare trebuie să se țină seama de condițiile de funcționare a generatorului care furnizează frecvența liniilor (oscilatorul de linii) cu ajutorul căruia sînt comandate dispozitivele de deflexie pe orizontală ale fasciculului analizor. Frecvența de explorare pe verticală se obține în standardul adoptat în țara noastră

pornind de la frecvența de bază $Zf_V = 625 \cdot 50 = 31\,250$ Hz, care se divide succesiv cu 5 pînă se ajunge la 50 Hz frecvența explorării pe verticală. Tot astfel în standardul de 819 linii se pleacă de la frecvența de bază $Zf_V = 819 \cdot 50 = 40\,950$ Hz, care se divide succesiv cu 7; 9; 13 și se obține frecvența explorării pe verticală 50 Hz.

Ținînd seama de faptul că explorarea întrețesută oferă avantajul unei benzi de trecere invers proporțională cu ordinul de întrețesere, reiese că trebuie să se lucreze cu un ordin de întrețesere cît mai ridicat; în realitate, imaginile transmise în televiziune sînt în continuă mișcare și dacă s-ar micșora prea mult frecvența cadrelor, timpul de explorare completă ar crește și este posibil ca imaginea să se modifice cel puțin în parte și astfel avantajul întrețeserii dispare.

6. DISTORSIUNI SPECIFICE SISTEMELOR DE EXPLORARE ÎNTREȚESUTĂ

a. **Împerecherea liniilor.** Într-un sistem de explorare întrețesută cu un număr impar de linii se poate întîmpla ca al doilea semicadru al liniilor pare să se suprapună exact peste liniile primului semicadru al liniilor impare în loc să se intercaleze exact între ele. Cauza o constituie, de exemplu, un semnal perturbator de formă dreptunghiulară și de frecvență egală cu jumătate din frecvența de explorare pe verticală.

Împerecherea liniilor poate apărea și în cazul cînd semnalul perturbator se suprapune peste impulsul care comandă explorarea pe verticală. Împerecherea liniilor poate fi parțială sau totală, caz în care întrețeserea este complet distrusă.

b. **Micșorarea definirii pe verticală.** Dacă trebuie transmis un obiect care se deplasează foarte rapid pe verticală, se va constata că numărul de linii cu care este explorat obiectul se micșorează, producîndu-se deci o micșorare a definirii pe verticală.

c. **Deformarea imaginii.** Dacă obiectele de transmis se deplasează rapid pe orizontală, apar deformări pe imaginea reprodusă în ambele moduri de explorare. De exemplu, imaginea unei bare verticale care se deplasează rapid spre dreapta apare ca în figura 4. 6, *a* în cazul explorării simple sau ca în figura 4. 6, *b* în cazul explorării întrețesute. În cazul cînd viteza de deplasare pe orizontală a barei verticale este mai mică, imaginea apare ca în figura 4. 6, *c*.

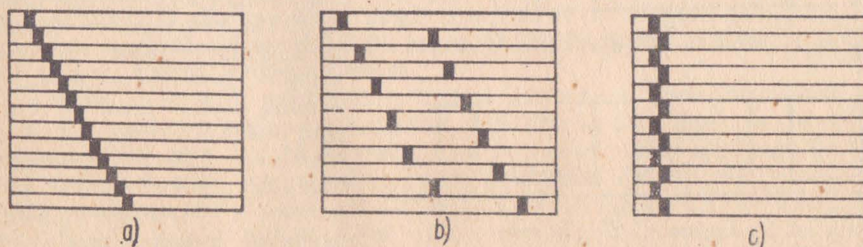


Fig. 4.6. Imaginea unei bare verticale:
a — deplasare rapidă pe orizontală, sistem de explorare progresivă; *b* — deplasare rapidă pe orizontală, sistem de explorare întrețesută; *c* — deplasare lentă pe orizontală sistem de explorare întrețesută.

Aceste deformări ale imaginii se explică prin faptul că diverse porțiuni ale imaginii sînt explorate și reproduse în momente diferite, decalarea reprezentînd în standardul în vigoare în țara noastră a cincizecea parte din secundă.

Dacă frecvența de repetiție a unui element de imagine este acum de 25 ori pe secundă, fenomenul de pîlpîire este mai accentuat și se poate constata la distanță mică de ecranul televizorului prin observarea liniilor rastrului. Este necesar ca observatorul să se depărteze de ecran pînă ce două linii de explorare alăturate vor cădea pe două celule apropiate ale retinei ochiului. Distanța la care trebuie să se situeze observatorul este aproape dublă față de cazul explorării simple. Din experiență a mai rezultat o creștere a fineții imaginii în cazul explorării întrețesute pentru aceeași lățime de bandă, dar nu în aceeași proporție (mai puțin decît de două ori).

B. SEMNALUL VIDEO COMPLET

Semnalul video complet se formează prin însumarea a trei componente: semnalul de imagine, impulsurile de stingere și impulsurile de sincronizare.

Se numește *semnal de imagine* semnalul electric care conține informațiile cu privire la strălucirile elementelor de imagine ale scenei de transmis. Amplitudinea semnalului transmis poate varia între anumite limite proporțional cu valoarea strălucirii, începînd de la negru pînă la alb. Pentru redarea diverselor trepte de strălucire se poate proceda în două moduri. Se poate face ca nivelul maxim al semnalului să corespundă maximului de strălucire, iar nivelul minim să corespundă negrului (strălucire zero). Semnalul de imagine obținut poartă denumirea de *semnal de imagine cu polaritate pozitivă*. Al doilea mod de a proceda constă în a face ca semnalul maxim să corespundă strălucirii zero (negrului), iar semnalul minim să corespundă strălucirii maxime (albului). Acest semnal poartă denumirea de *semnal de imagine cu polaritate negativă* (fig. 4. 7).

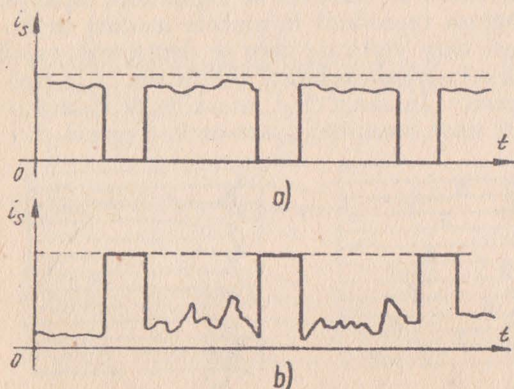


Fig. 4.7. Semnalul de televiziune: *a* – semnal cu polaritate pozitivă; *b* – semnal cu polaritate negativă.

Semnalul de imagine ia naștere din însumarea impulsurilor instantanee reprezentînd fiecare strălucirea fiecărui element de suprafață trecut prin traductorul lumină-curent. Acest semnal electric rezultat, continuu variabil în timp, circulă pe canalul de transmisiune pînă la receptor. Ca exemplu se presupune că trebuie transmis semnalul imagine produs de explorarea liniei $x - x'$ de pe scena de transmis (fig. 4. 8).

Semnalul obținut la ieșire, cu polaritate negativă, trecînd prin amplificatoare suferă o serie de inversări de fază, însă totdeauna valorile lui trebuie să fie desfășurate în aceeași parte a nivelului corespunzător negrului, deoarece pe imagine nu pot apărea puncte mai întunecate decît negrul. Fiecare semnal imagine conține o componentă continuă care dă informații referitoare la strălucirea medie a imaginii. Componentele alternative ale semnalului descriu structura geometrică a imaginii și nu dau nici o informație referitoare la valoarea absolută a strălucirii diverselor regiuni de pe imagine. Dacă se lasă neschimbată structura alternativă a semnalului de imagine și se modifică numai componenta continuă a acestuia, structura geometrică a imaginii la recepție nu se strică, în schimb variază strălucirea medie a acesteia, creînd impresia că imaginea transmisă reprezintă o scenă captată la lumina zilei sau la lumină foarte slabă, conform componentei de curent continuu. Datorită acestui considerent de reproducere corectă a imaginii la recepție este necesar ca semnalul imagine care se aplică sistemului video reproducător să conțină și componenta continuă. Dar la trecerea semnalului prin diversele condensatoare de cuplaj dintre etajele de amplificare ale lanțului de transmisiune, componenta continuă se pierde.

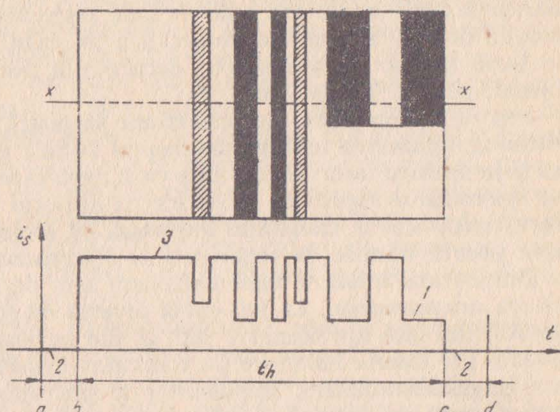


Fig. 4. 8. Semnalul de imagine cu impulsuri de stingere pe orizontală:
1 — nivel de negru; 2 — impuls de stingere pe orizontală; 3 — nivel de alb; x — x — linia de explorare a imaginii; a—b și c—d — durata impulsului de stingere pe orizontală; b—c — durata cursei active a liniei de explorare.

Ea poate fi refăcută însă în oricare punct al lanțului de transmisiune dacă semnalul imagine va conține un semnal periodic referitor la nivelul de negru. Acest semnal de referință se numește *impuls de stingere* și se aplică la sfîrșitul perioadei active a fiecărei linii de explorare, pe timpul întoarcerii fasciculului analizor de la dreapta spre stînga. Impulsurile de stingere, avînd amplitudinea corespunzătoare nivelului de negru, strîng fasciculul explorator al cinescopului în timpul curselor inverse.

În unele sisteme de televiziune, pentru înlăturarea unor distorsiuni geometrice cauzate de regimul tranzitoriu, impulsurile de stingere au o durată ceva mai mare decît durata drumului invers al fasciculului analizor. La sfîrșitul explorării unui semicadru se aplică un impuls de stingere pe cadre cu durată mult mai mare decît a celui de pe linii și care este necesar pentru aducerea fasciculului pe un drum invers din partea de jos a ecranului în partea de sus, pentru începerea unui nou semicadru de explorare. Impulsul de stingere de linii are circa 11 μs și astfel semnalul util de imagine se transmite pe o linie doar 53 μs din totalul de 64 μs; impulsul de stingere de semicadru are

o durată egală cu durata a 25 de linii, respectiv 1 600 μs. În consecință, din totalul de 625 de linii ale unui cadru (în cazul standardului aplicat la noi în țară) sînt active numai 575, deoarece la fiecare semicadru receptorul este blocat pentru 25 de linii.

Pentru ca receptorul de televiziune să poată funcționa corect, este obligatoriu ca iluminarea tubului cinescop să se facă punct cu punct în aceeași ordine și în aceleași intervale de timp ca și explorarea imaginii de la emisie. Această sincronizare riguroasă se obține cu ajutorul unor semnale de comandă pe care emițătorul le transmite împreună cu semnalul video. Semnalele respective poartă numele de *impulsuri de sincronizare*.

Din durata totală a unei linii, care este de 64 μs, cursa inversă durează cîteva microsecunde. La fel, cursa inversă de semicadru (la explorarea întrețesută) durează aproximativ 100 μs din perioada semicadrului, care este de 20 000 μs. Aceste intervale de timp sînt folosite pentru transmiterea impulsurilor de sincronizare. Impulsurile de sincronizare de linie și impulsurile de sincronizare de semicadru trebuie să fie diferite între ele, pentru ca receptorul să le poată distinge și separa, astfel încît fiecare în parte să poată efectua comanda ce-i revine.

Impulsurile de sincronizare trebuie separate în receptorul de televiziune de restul semnalului. Această separare se efectuează pe baza diferențelor dintre amplitudinile diferitelor componente ale semnalului complet.

Dacă domeniul de tensiune în care se poate transmite semnalul video complet se notează cu 100% (fig. 4. 9), atunci semnalul de imagine ocupă porțiunea dintre 15 și 75%. Nivelul de 75% se numește nivel de negru, deoarece vîrfurile impulsurilor de stingere au acest nivel. Dacă tensiunea semnalului de imagine scade sub nivelul de negru, luminozitatea imaginii crește, ajungînd la maximum pentru semnalul cu nivelul de 15%.

Semnalele ce trec peste nivelul de 75%, fiind plasate în domeniul negrului, rămîn invizibile pe imaginea reprodusă , de aceea, zona de la 75% la 100% se utilizează pentru transmiterea impulsurilor de sincronizare. În figura 4. 9 este reprezentat și impulsul de sincronizare de linii. Acesta are formă dreptunghiulară și durata de aproximativ 5μs. La toate liniile active, forma și durata impulsurilor de stingere și sincronizare sînt riguros aceleași; semnalul video diferă însă evident de la o linie la alta în funcție de conținutul imaginii.

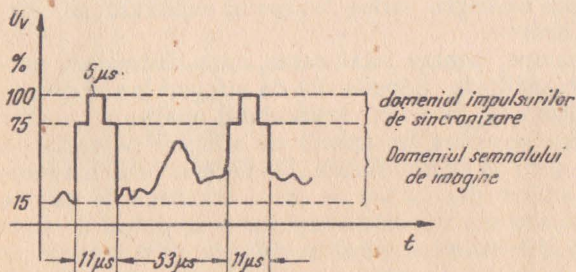


Fig. 4.9. Transmiterea semnalului de imagine și a impulsurilor de sincronizare.

Impulsurile de sincronizare de semicadru au o formă ceva mai complicată și cuprind mai multe elemente al căror rol este mai bine să fie explicat succesiv. Impulsul de stingere de semicadru are o durată egală cu durata a 25 de linii. Notînd durata unei linii complete (64 μs) cu H, impulsul de stingere de semicadru are o durată egală cu 25 H, așa cum se arată în figura 4. 10. Impulsul de sincronizare de semicadru are o durată de 2,5 H, deci o durată de aproape cincizeci de ori mai mare decît impulsul de sincronizare linii. Această diferență mare de durată este pusă în evidență printr-un circuit adecvat în receptor, pentru separarea impulsurilor de sincronizare de linie de cele de semicadru. Ca plasare în timp, impulsul de sincronizare de semicadru vine după un timp egal cu 2, 5 H, măsurat din momentul începerii impulsului de stingere, iar ca formă este dreptunghiular.

Detaliile prezentate în figura 4. 10 reprezintă doar ceea ce s-ar putea numi forma de bază a impulsului de sincronizare de semicadru. La acestea se mai adaugă o serie de elemente condiționate de următoarele considerente:

— Sincronizarea baleiajului de linii nu se poate face instantaneu de la primul impuls de sincronizare. Este nevoie de un timp oarecare pînă cînd sub acțiunea impulsurilor de sincronizare receptorul intră în sincronism. Dacă pe toată durata impulsurilor de stingere de semicadru nu s-ar transmite impulsuri de sincronizare de linii, receptorul ar ieși din sincronism în aceste intervale de timp. În consecință la începerea semicadrului următor, pînă cînd receptorul să intre din nou în sincronism pe linii, un număr destul de mare de linii s-ar plasa incorect și astfel imaginea va fi complet deformată pe o porțiune destul de mare în partea de sus. Pentru a se evita acest lucru, sincronizarea liniilor trebuie păstrată tot timpul, inclusiv pe timpul impulsurilor de stingere pe verticală. Astfel, perioada de prindere în sincronism are loc numai la pornirea receptorului.

— Păstrarea în sincronism a receptorului pe linii în timpul cursei de întoarcere de semicadru s-ar putea realiza transmițînd în acest interval de timp și impulsuri de sincronizare linii.

Această soluție simplă nu se poate aplica în practică deoarece la explorarea întrețesută semicadrul liniilor impare se sfîrșește cu o jumătate de linie, iar semicadrul liniilor pare se sfîrșește cu o linie întreagă. În consecință, un impuls de stingere de semicadru începe la un interval de timp egal cu $\frac{1}{2}H$, măsurat

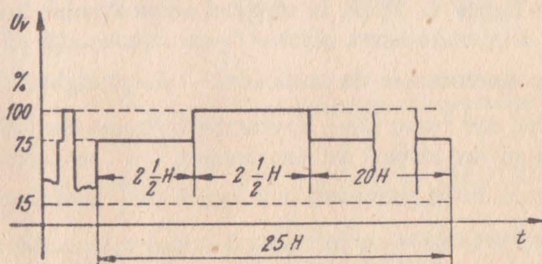


Fig. 4.10. Forma de bază a impulsului de stingere și a impulsului de sincronizare de semicadru.

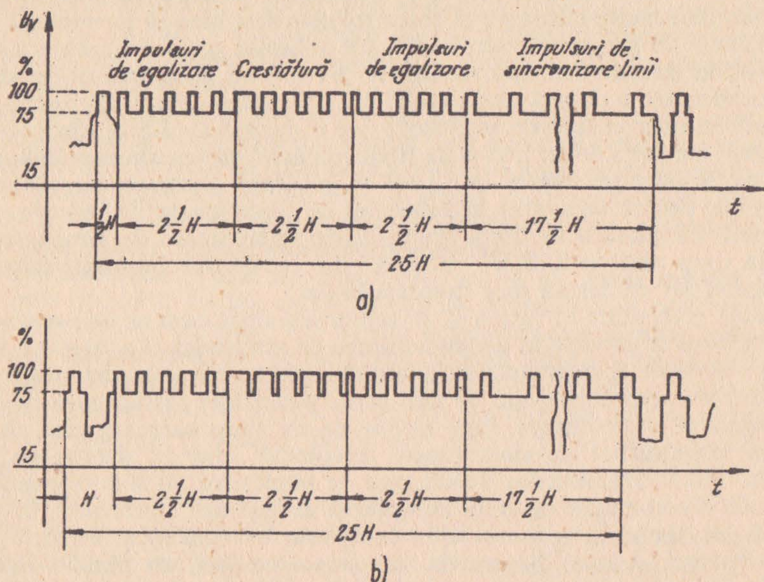


Fig. 4.11. Semnalul de sincronizare pe timpul stingerii pe verticală:
a — la sfîrşitul semicadrului liniilor impare; *b* — la sfîrşitul semicadrului liniilor pare.

de la ultimul impuls de sincronizare linii, iar următorul la un timp egal cu H. Acesta face ca impulsul de sincronizare să se plaseze diferit faţă de succesiunea impulsurilor de sincronizare linii de la semicadru la semicadru. Consecinţa ar fi pentru receptor o tendinţă de pierdere a explorării întreţesute, în sensul că cele două semicadre vor tinde să se suprapună şi atunci în loc de o imagine formată din numărul normal de linii se obţine o imagine de proastă calitate dintr-un număr de linii redus la jumătate.

Considerentele de mai sus au condus la introducerea unor serii de impulsuri noi şi la modificarea formei impulsului de sincronizare de semicadru, aşa cum se arată în figura 4. 11. În figura 4. 11, *a* este reprezentată forma semnalului pe timpul stingerii pe verticală, la sfîrşitul semicadrului liniilor impare, iar în figura 4. 11, *b*, la sfîrşitul semicadrului liniilor pare.

Din examinarea acestor figuri se constată că forma generală a semnalului de sincronizare de semicadru — dreptunghiul cu durata de $2\frac{1}{2}H$ — s-a păstrat, dar i s-au făcut 5 crestături. Aceste crestături au o durată egală cu jumătatea impulsului de sincronizare linii, respectiv de aproximativ 2,5 μs. Distanţa între crestături este egală cu $\frac{1}{2}H$. Înaintea impulsului de sincronizare pe verticală s-au introdus 5 impulsuri scurte, numite *impulsuri de egalizare*. Impulsurile de egalizare au o durată egală cu a crestăturilor, iar distanţa între

ele este tot $\frac{1}{2}H$. O altă serie de 5 impulsuri de egalizare urmează după impulsul de sincronizare de semicadru, după care se plasează pe restul intervalului de timp pînă la 25 H impulsuri de sincronizare linii obişnuite.

În figura 4. 11 mai trebuie remarcate diferenţele dintre cele două cazuri ale semicadrelor liniilor impare şi respectiv pare.

Din punct de vedere funcţional, impulsurile de egalizare şi crestăturile asigură menţinerea în sincronism a receptorului pe linii. În afară de aceasta, impulsurile de egalizare separat mai creează şi condiţiile necesare unei bune explorări întreţesute.

— Semnalul de televiziune complex, care cuprinde semnalul video, precum şi toate impulsurile de stingere, sincronizare şi egalizare, poartă numele de *semnal complex de televiziune*.

C. CANALUL DE COMUNICAŢIE AL TELEVIZIUNII

1. TRANSMITEREA SEMNALELOR DE IMAGINE

La transmiterea programelor de radiodifuziune se foloseşte sistemul de modulaţie de amplitudine cu ambele benzi laterale. În cazul televiziunii, acest sistem ar duce la o bandă de frecvenţe foarte mare şi de aceea se foloseşte sistemul cu transmiterea unei singure benzi laterale sau, mai precis, cu o bandă laterală şi cu un rest din cealaltă bandă laterală. Considerentele care au justificat introducerea acestui sistem, precum şi proprietăţile lui vor fi examinate în cele ce urmează.

Se ştie că dacă se modulează în amplitudine o undă sinusoidală de frecvenţă f_0 cu o undă sinusoidală cu frecvenţa f' (f' fiind mai mic decît f_0), se obţine o undă cu caracteristicile din figura 4. 12, care poate fi definită de relaţia:

$$u = U_0(1 + m\cos 2\pi f't)\cos 2\pi f_0 t, \quad (4.12)$$

în care U_0 este amplitudinea undei nemodulate;

m — indicele de modulaţie, definit de relaţia:

$$m = \frac{U_M - U_0}{U_0}. \quad (4.13)$$

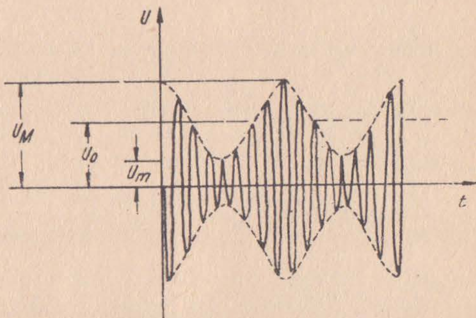


Fig. 4.12. Undă modulată în amplitudine.

Relaţia (4. 12) se mai poate scrie şi sub forma:

$$u = U_0 \cos 2\pi f_0 t + \frac{1}{2} m U_0 \cos 2\pi (f_0 + f')t + \frac{1}{2} m U_0 \cos 2\pi (f_0 - f')t, \quad (4.14)$$

care arată explicit că o undă modulată în amplitudine se poate descompune în trei componente de amplitudine constantă, după cum urmează:

— componenta $U_0 \cos 2\pi f_0 t$, numită și undă purtătoare, este identică cu unda nemodulată;

— componenta $\frac{1}{2} m U_0 \cos 2\pi (f_0 - f') t$, numită unda laterală inferioară, de frecvență $f_0 - f'$ și de amplitudine proporțională cu gradul de modulație;

— componenta $\frac{1}{2} m U_0 \cos 2\pi (f_0 + f') t$, numită unda laterală superioară, și de aceeași amplitudine ca și cealaltă undă laterală.

Într-o reprezentare grafică, avînd drept axă orizontală axa frecvențelor, cele trei componente apar ca în figura 4. 13, *a*. Dacă unda purtătoare este modulată în același timp cu două frecvențe modulatoare (f'_1 și f'_2) se obțin două perechi de unde laterale, ca în figura 4. 13, *b*. Undele laterale respective au indici de modulație diferiți m_1 și m_2. În cazul cînd modulația se face cu un semnal complex, care cuprinde componente cuprinse între o frecvență minimă f'_m și o frecvență maximă f'_M, se poate vorbi de două benzi laterale de frecvență, reprezentate în figura 4. 13 , *c*. Se vede ușor din aceste figuri că dacă semnalul modulator se întinde pînă la frecvența maximă f'_M, unda modulată se întinde pe o bandă de frecvențe egală cu $2 f'_M$. În cazul radiodifuziunii, unde frecvența maximă audio transmisă este 4,5 kHz, banda ocupată de unda modulată este de 9 kHz, centrată pe frecvența purtătoare.

În televiziune, semnalul video maxim transmis este de 6,2 MHz și în consecință banda ocupată de unda modulată ar fi de 12,4 MHz. Așadar, pentru transmiterea unui singur canal de televiziune se ocupă 12,4 MHz. De fapt banda ocupată este încă și mai mare, deoarece la cei 12,4 MHz necesari transmiterii semnalului video trebuie să se mai adauge și banda necesară transmiterii programului audio al aceluiași canal.

O bandă de frecvențe atît de mare ocupată pentru transmiterea unui singur program de televiziune este inadmisibilă din punct de vedere economic, per-

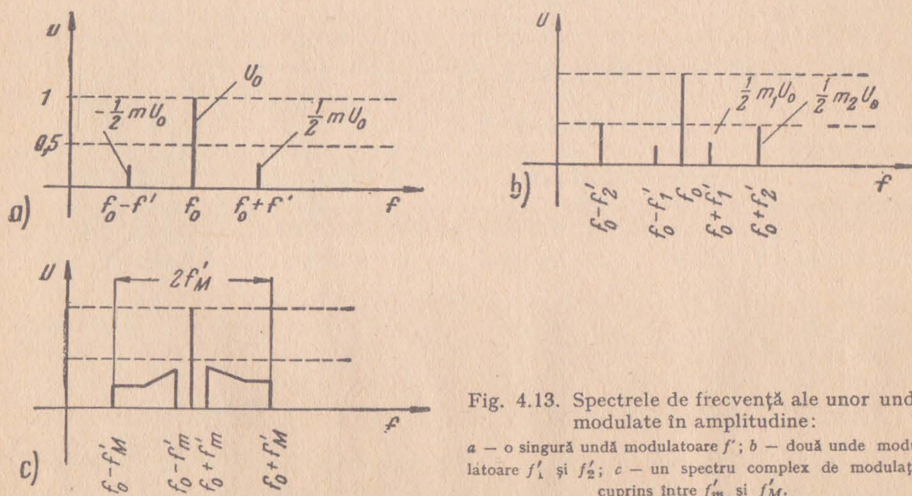


Fig. 4.13. Spectrele de frecvență ale unor unde modulate în amplitudine:
a — o singură undă modulatoare f'; *b* — două unde modulatoare f'_1 și f'_2; *c* — un spectru complex de modulație cuprins între f'_m și f'_M.

mițînd introducerea unui număr prea mic de canale în benzile rezervate televiziunii. În afară de aceasta, funcționarea tuturor amplificatoarelor, atît la emisie cît și la recepție s-ar face în condiții foarte grele la o bandă de trecere atît de mare.

Considerentele de mai sus au impus găsirea unei soluții pentru limitarea benzii de frecvență transmise. Soluția constă în suprimarea unei benzi laterale. Această soluție simplă se poate folosi direct deoarece nu introduce complicații la detecție. Se arată că dacă la intrarea unui detector de amplitudine obișnuit se introduce o undă modulată cu ambele unde laterale, la ieșire, între alte componente, să găsește și o componentă identică cu unda modulatoare, acest proces fiind detecția obișnuită de amplitudine. Dacă la intrarea aceluiași detector se introduce doar unda purtătoare și o singură undă laterală, la ieșire se obține, în unele condiții, din nou unda modulatoare, cu deosebirea că amplitudinea ei este pe jumătate decît în cazul precedent. În consecință, un sistem de transmisie cu o singură bandă laterală s-ar putea realiza în felul următor. La emisie, semnalul modulator modulează în mod obișnuit o undă purtătoare și rezultă unda purtătoare plus cele două benzi laterale. Un filtru elimină una din cele două benzi laterale. În antenă se trimite unda purtătoare și o singură bandă laterală.

Aplicarea practică în televiziune a sistemului cu o singură bandă laterală nu s-a putut face chiar atît de simplu. Una din cauze este că nu se poate realiza un filtru care să facă o tăiere atît de bruscă încît să elimine complet o bandă laterală. Cu cît caracteristica de frecvență a filtrului este mai abruptă, cu atît filtrul respectiv introduce distorsiuni de fază mai mari în zona de tăiere. Ori, zona de tăiere este zona din vecinătatea frecvenței purtătoare. Aici sînt tocmai frecvențele cărora în semnalul video le corespund frecvențele joase, adică acelea care redau elementele cu dimensiuni mari din conținutul imaginii. Transmiterea cu distorsiuni mari a acestor frecvențe ar duce la distorsiuni inacceptabile ale imaginii.

Cealaltă cauză este legată de funcționarea detectorului de amplitudine la detecția semnalelor cu bandă laterală unică.

Detectorul de amplitudine sau, cum i se mai spune, detectorul de anvelopă este un circuit care produce la ieșirea sa un semnal proporțional cu anvelopa de modulație a oscilației purtătoare. În cazul undei modulate în amplitudine, anvelopa de modulație este, corespunzător relației (4. 12):

$$A = U_0(1 - m \cos 2\pi f't). \tag{4.15}$$

Prin detecție se obține componenta continuă U_0, care se elimină nefăcînd parte din semnalul util, și $U_0 m \cos 2\pi f't$, care reprezintă semnalul modulator nedistorsionat.

Dacă transmisia se face cu bandă laterală unică, atunci una din componentele de frecvență $f_0 + f'$ sau $f_0 - f'$ din descompunerea (4. 14) se elimină. Dacă, de exemplu, se elimină banda laterală superioară, relația (4. 14) devine:

$$u' = U_0 \cos 2\pi f_0 t + \frac{1}{2} m U_0 \cos 2\pi (f_0 - f')\, t. \tag{4.16}$$

Dezvoltînd al doilea termen și regrupînd relația, se obține:

$$u' = U_0\left(1 + \frac{m}{2}\cos 2\pi f't\right)\cos 2\pi f_0t + \frac{1}{2}\, m\, U_0 \sin 2\pi f't \sin 2\pi f_0t. \quad (4.17)$$

Se observă că oscilația purtătoare se desparte în 2 componente $\cos 2\pi f_0t$ și $\sin 2\pi f_0t$ defazate cu 90°. Anvelopa de modulație va fi în acest caz:

$$A' = U_0\sqrt{\left(1 + \frac{m}{2}\cos 2\pi f't\right)^2 + \left(\frac{1}{2}\, m \sin 2\pi f't\right)^2} =$$

$$A' = U_0\sqrt{\left(1 + \frac{m^2}{4}\right) + m\cos 2\pi f't}. \quad (4.17)$$

Ultima relație arată că anvelopa nu mai este proporțională cu semnalul modulator, și dacă la recepție se aplică o detecție de amplitudine obișnuită apar distorsiuni.

În cazul particular în care gradul de modulație m **este foarte mic**

$$m \ll 1, \quad (4.18)$$

atunci

$$\frac{m^2}{4} \ll 1 \text{ și } \frac{m}{2} \cos 2\pi f't \ll 1.$$

În aceste condiții, radicalul se poate dezvolta în serie și oprindu-ne la primii doi termeni, se capătă forma aproximativă:

$$A' \simeq U_0\left(1 + \frac{m}{2}\cos 2\pi f't\right). \quad (4.19)$$

Concluzia acestor raționamente este următoarea: la demodularea semnalelor transmise cu bandă laterală unică, detectorul de amplitudine se poate utiliza în bune condiții numai dacă gradul de modulație este mic. La grade de modulație apropiate de unitate apar distorsiuni neliniare inadmisibil de mari.

Semnalul complet de televiziune se poate descompune într-un număr foarte mare de componente periodice, avînd frecvențele cuprinse între 0 și 6,2 MHz. Amplitudinile componentelor sînt maxime în domeniul frecvențelor joase și scad pe măsură ce frecvența crește. De aceea gradele de modulație a componentelor de frecvențe joase sînt apropiate de 1, iar a celorlalte scad cu creșterea frecvenței. Din această cauză, numai componentele de frecvențe ridicate vor fi demodulate corect în receptor, componentele de joasă frecvență fiind puternic distorsionate.

Dificultățile semnalate se înlătură prin înlocuirea eliminării complete a unei benzi laterale cu soluția eliminării ei parțiale. Funcționarea unui sistem cu rest de bandă laterală este analizată în figura 4. 14. În figura 4. 14, *a* se arată cazul unei transmisii cu ambele benzi laterale. S-a luat cazul semnalului de televiziune care se întinde între 0 și 6,2 MHz și de aceea cele două

benzi laterale sînt lipite de purtătoare. Contribuția celor două benzi laterale la obținerea semnalului detectat este arătată în partea dreaptă a figurii.

În figura 4. 14, *b*, se arată transmisia cu o singură bandă laterală (banda laterală superioară) întreagă: semnalul detectat este același, dar are o amplitudine pe jumătate față de cazul precedent. În figura 4. 14, *c* se arată transmisia cu o bandă laterală întreagă, iar din cealaltă un rest pînă la frecvența de 1 MHz. În aceste condiții de lucru frecvențele de modulație cuprinse între 0 și 1 MHz se transmit cu două benzi laterale, iar cele de la 1 MHz pînă la 6,2 MHz, cu o singură bandă laterală. După detecție rezultatul este următorul: frecvențele între 0 și 1 MHz apar cu amplitudine dublă față de cele cuprinse între 1 și 6,2 MHz. În consecință se vor produce distorsiuni inacceptabile de amplitudine.

Soluția finală este arătată în figura 4. 14, *d*. Reducerea benzii laterale se face progresiv, astfel încît purtătoarea cade pe panta caracteristicii de frecvență la nivelul 0,5. În aceste condiții, presupunînd că tăierea începe la f_0-1 MHz și se termină la f_0+1 MHz, frecvențele cuprinse între 0 și 1 MHz sînt transmise tot cu ambele benzi laterale, dar prin reducerea lor progresivă, la ieșirea detectorului vor fi reproduse în aceleași condiții ca și frecvențele cuprinse între 1 și 6,2 MHz, care se transmit cu o singură bandă laterală. Deoarece caracteristica filtrului care face reducerea benzilor laterale are o cădere lină, se pot realiza ușor caracteristici de fază convenabile.

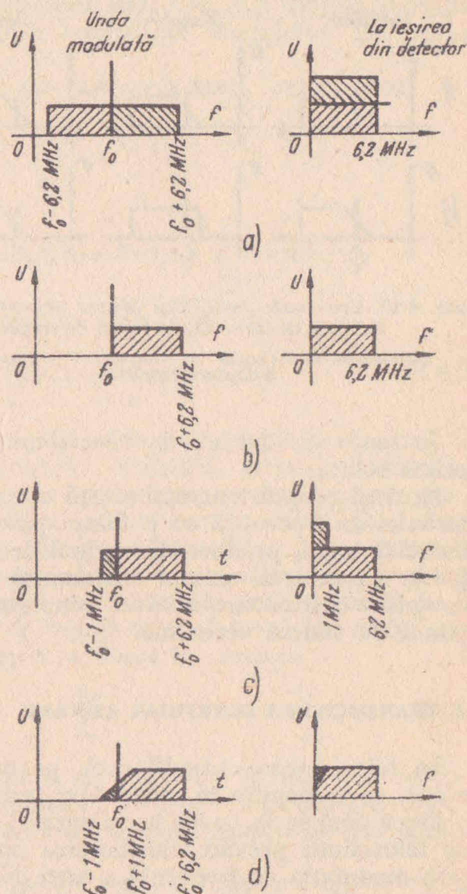


Fig. 4.14. Contribuția celor două benzi laterale la obținerea semnalului detectat:

a — ambele benzi laterale; *b* — o singură bandă laterală; *c* — o bandă laterală și un rest din cealaltă; *d* — sistemul cu reducere progresivă a unei benzi laterale.

Această soluție este adoptată în prezent în toate standardele de televiziune.

Principial există două posibilități pentru obținerea caracteristicii în formă de trapez cu purtătoarea la nivelul 0,5. Aceste posibilități sînt arătate în figura 4. 15. În figura 4. 15, *a* emițătorul are o cara cteristică de frecvență

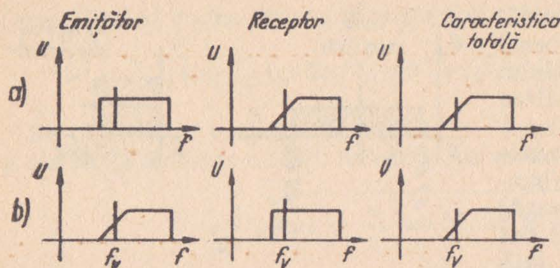


Fig. 4.15. Cele două posibilități pentru obținerea caracteristicii de frecvență în formă de trapez:

a — caracteristica se realizează în receptor; b — caracteristica se realizează în emițător.

în formă de dreptunghi, iar receptorul o caracteristică în formă de trapez. Caracteristica globală a lanțului de transmisie (emițător-receptor), care este egală cu produsul celor două caracteristici, are formă de trapez. În consecință, la acest sistem realizarea caracteristicii în formă de trapez cade în sarcina receptorului. În cea de-a doua soluție, emițătorului îi revine sarcina realizării caracteristicii în formă de trapez.

În toate standardele de televiziune existente la ora actuală s-a adoptat prima soluție.

Motivul adoptării acestei soluții este ușor de explicat: obținerea unei caracteristici de frecvență cu o formă practic dreptunghiulară pentru restul de bandă laterală produce distorsiuni de fază mari tocmai în zona frecvențelor joase. Corectarea acestor distorsiuni se face cu ajutorul unor dispozitive complexe costisitoare a căror amplasare în receptor este inacceptabilă din punct de vedere economic.

2. TRANSMITEREA SUNETULUI ASOCIAT

În televiziunea radiodifuzată, pe lîngă semnalul purtător de informații video, se transmite în mod obligatoriu și un program sonor.

După cum se va vedea în paragraful următor, marea majoritate a normelor de televiziune prevăd transmiterea programului sonor însoțitor al imaginii prin modulația de frecvență a unei oscilații purtătoare de sunet.

Se reamintește că modulația de frecvență constă în varierea frecvenței semnalului de radiofrecvență în ritmul semnalului modulator de audiofrecvență, amplitudinea semnalului modulat în frecvență rămînînd tot timpul constantă.

Față de modulația de amplitudine, modulația de frecvență prezintă o serie de avantaje, dintre care menționăm micșorarea distorsiunilor de amplitudine-frecvență și îmbunătățirea raportului semnal/zgomot. Pentru a obține aceste avantaje, emisiunile cu modulație în frecvență au nevoie de o bandă de frecvență mult mai largă decît în cazul celor cu modulație în amplitudine.

Prin modulația de frecvență, semnalul modulator schimbă mărimea frecvenței purtătoare în jurul valorii sale staționare f_0.

$$f = f_0 + \Delta f \cos 2\pi f_m t, \quad (4.20)$$

unde f_m este frecvența semnalului modulator. Mărimea Δf, numită deviație de frecvență, depinde de amplitudinea semnalului modulator (în primă aproximație).

Știind că pulsația reprezintă viteza de variație a fazei, putem scrie:

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt},$$

iar faza va fi:

$$\varphi = \int \omega \, dt = 2\pi \int_0^t (f_0 + \Delta f \cos 2\pi f_m t) \, dt = 2\pi f_0 t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin 2\pi f_m t,$$

de unde semnalul modulat în frecvență va avea expresia:

$$u = U \cos \varphi = U \cos \left(2\pi f_0 t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin 2\pi f_m t\right). \quad (4.21)$$

Descompunerea acestei expresii în componente sinusoidale este foarte complicată din punct de vedere matematic. Calculele arată că semnalul modulat în frecvență este echivalent cu o infinitate de componente sinusoidale, avînd frecvența $f_0 \pm n f_m$, unde n este un număr întreg. Deci semnalul u are un spectru discontinuu, cu frecvența centrală f_0, componentele laterale fiind distanțate de ea printr-un multiplu întreg al frecvenței modulatoare f_m. Amplitudinile componentelor cu frecvență mult diferită de f_0 scad la valori neglijabile. Perechile de componente laterale de ordin par oscilează în fază, iar cele de ordin impar oscilează în antifază.

Mărimea:

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m}, \quad (4.22)$$

egală cu raportul dintre deviația maximă de frecvență și frecvența modulatoare, poartă numele de *indice de modulație*. El este un parametru important al semnalelor modulate în frecvență, deoarece proprietățile lor depind în mare măsură de acest parametru.

În figura 4.16 se prezintă spectrele a două semnale modulate în frecvență, pentru două valori diferite ale indicelui de modulație și ale frecvenței modulatoare (pentru simplitatea desenului toate componentele laterale au fost reprezentate în sens pozitiv, neținînd seama de fazele lor).

Suprimarea unor componente laterale ale semnalului modulat în frecvență dă naștere la distorsiuni neliniare ale semnalului obținut la demodulare. Pentru a menține aceste distorsiuni în limite acceptabile, este necesar ca întregul lanț de transmisiune să aibă o bandă suficient de largă (150—200 kHz).

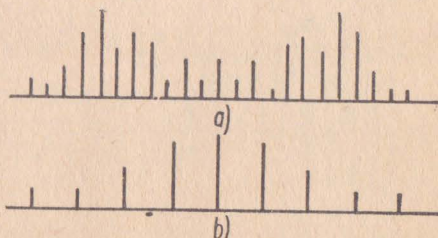


Fig. 4.16. Spectrul semnalului MF: a — f_m mic și β mare; b — f_m mare și β mic.

Din examinarea figurii 4. 16, *b* se observă că pentru f_m mare și β mic amplitudinea componentelor spectrului scade rapid. Acest caz, foarte frecvent în practică, provoacă unele neajunsuri. După cum este ușor de înțeles, peste semnalul ce străbate lanțul de transmisiune, se suprapune zgomotul inerent transmisiei. Repartiția zgomotului este uniformă în banda lanțului de transmisiune. Componentele spectrului corespunzătoare frecvențelor modulatoare mari avînd amplitudini mici rezultă că la recepție raportul *semnal/zgomot* va fi redus. Pentru eliminarea acestui neajuns se recurge la un artificiu, respectiv la emisie se ridică în mod artificial nivelul frecvențelor înalte, astfel încît să se obțină o valoare crescută a lui Δf, implicit a lui β și de aici creșterea amplitudinii componentelor spectrului corespunzătoare acestor frecvențe, și deci în final a raportului *semnal/zgomot* la recepție. Acest procedeu poartă numele de preaccentuarea frecvențelor înalte. Evident, că pentru a nu denatura forma caracteristicii amplitudine-frecvență a lanțului de transmisie, la recepție, după demodulare, se face operația inversă, adică reducerea nivelului frecvențelor înalte, în aceeași măsură în care ele au fost ridicate la emisie. Operația poartă numele de dezaccentuarea frecvențelor înalte.

Transmisiunile cu modulație de frecvență sînt mult mai puțin afectate de perturbațiile exterioare decît cele ce utilizează modulația de amplitudine. Acest lucru poate fi înțeles ușor din figura 4. 17.

În figură s-a desenat o purtătoare sinusoidală pe care un semnal perturbator a modulat-o parazitar în amplitudine. Dacă această purtătoare este modulată de către semnalul util în frecvență, observăm că efectul perturbației poate fi anihilat prin simpla trecere a semnalului printr-un circuit limitator care lasă să treacă numai oscilațiile cuprinse între pragurile de limitare $+E$ și $-E$. Aceste praguri trebuie astfel stabilite, încît să fie mai mici decît cea mai mică amplitudine a oscilației purtătoare care poate apărea datorită modulației parazite de amplitudine.

În cazul cînd purtătoarea este modulată în amplitudine, pentru ca perturbația să nu fie supărătoare, trebuie ca amplitudinea purtătoarei să fie de cel puțin 100 de ori mai mare decît a semnalului perturbător, ceea ce nu este întotdeauna posibil.

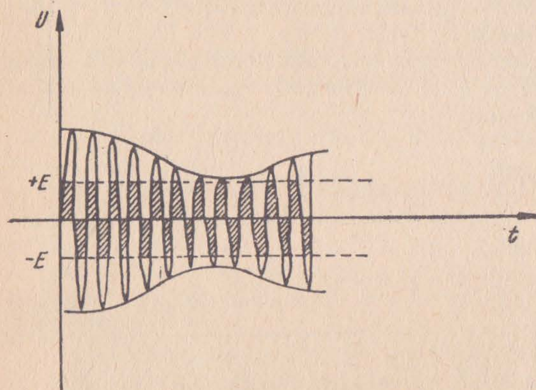


Fig. 4.17. Eliminarea modulației parazite de amplitudine prin limitarea semnalului.

Ca aplicație a celor menționate mai sus se citează procedeul de amplificare numit „cu cale comună", folosit în majoritatea receptoarelor moderne de televiziune.

După cum se vede din figura 4. 18, semnalele purtătoare de imagine și sunet, captate de antena receptorului, sînt amplificate împreună de un lanț de amplificatoare. La ie îrea din

acest lanț urmează un detector de amplitudine, deci un element neliniar. În urma procesului de detecție apar următoarele semnale:

—semnal de videofrecvență ce reproduce informația video;

— semnal cu frecvența egală cu diferența dintre frecvențele purtătoare de sunet și de imagine, modulat în frecvență de semnalul sonor și cu o modulație suplimentară parazită de amplitudine datorită modulației de amplitudine a purtătoarei de imagine;

— un semnal parazitar de audiofrecvență.

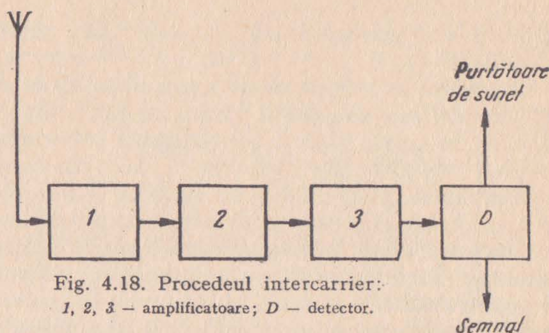


Fig. 4.18. Procedeul intercarrier: 1, 2, 3 – amplificatoare; D – detector.

Primul semnal va fi din nou amplificat și va servi la reproducerea imaginii. Al doilea semnal va fi și el amplificat în amplitudine și apoi prin demodulare se va obține programul sonor.

Pentru ca sistemul să funcționeze normal este absolut obligatoriu să se îndeplinească condiția din figura 4. 17. În acest scop este necesar ca la emisie gradul de modulație al purtătoarei de imagine să nu depășească 85—87%, iar nivelele celor două purtătoare la intrarea în detector să fie judicios dozate.

D. NORME ȘI STANDARDE DE TELEVIZIUNE

Normele și standardele de televiziune reprezintă criteriile care reglementează procesele sau metodele necesare a fi utilizate într-un sistem de televiziune.

Aceste norme și standarde nu reprezintă un scop în sine; rolul lor este de a asigura obținerea unor performanțe superioare, din punct de vedere tehnic și economic, în transmisia și recepția programelor de televiziune. Funcționarea unei rețele naționale de televiziune, în care lucrează zeci sau chiar sute de emițătoare, ar fi imposibilă fără respectarea riguroasă a acestor norme.

În țara noastră transmisiile de televiziune se fac conform standardului OIRT, care asigură obținerea imaginii optime într-un sistem de explorare întrețesut a imaginii cu 625 de linii. Acest standard mai este utilizat în R. P. Albania, R. P. Bulgaria, R. S. Cehoslovacă, R. P. Chineză, R. P. D. Coreeană, R. P. Mongolă, R. P. Polonă, R. P. Ungară, R. D. Vietnam și U.R.S.S., totalizînd 30% din populația globului.

Conform standardului OIRT, explorarea imaginii se face întrețesut cu o viteză constantă a fasciculului de explorare pe durata cursei directe. Frecvența de baleiaj a cadrelor este de 25 Hz, iar a semicadrelor de 50 Hz.

Frecvența nominală a liniilor este egală cu 15 625 Hz, cu o precizie de ±0,05%, independent de frecvența rețelei de alimentare. Această condiție permite un schimb internațional de programe de televiziune și o sincronizare stabilă a schemelor uzuale chiar la un raport *semnal/zgomot* mai redus. Raportul de aspect al imaginii, adică raportul dintre lățime și înălțime este 4 : 3. Diferența dintre acest raport de aspect al imaginii și cel al cadrului de cinema

(11 : 8) este foarte mică, ceea ce duce la o pierdere de numai 3% la transmisia filmelor.

Numărul liniilor de explorare a imaginii este de 625, din care aproximativ 8% se utilizează la cursa inversă a baleiajului vertical. Conform standardului OIRT, în cursa inversă se utilizează între 46 şi 54 linii, rămînînd active un număr de 579...571 linii.

Banda de frecvenţe a semnalului video transmis este de 6 MHz. Purtătoarea de imagine este modulată în amplitudine, de la emiţător transmiţîndu-se toată banda laterală superioară şi 0,75 MHz din banda laterală inferioară. Pentru a se reduce influenţa paraziţilor, polaritatea modulaţiei este negativă, respectiv albul corespunde adîncimii maxime de modulaţie. Pentru fiecare canal de televiziune este alocată o bandă de 8 MHz, iar purtătoarea de imagine este plasată la 1,25 MHz mai sus de limita inferioară a canalului. Purtătoarea de sunet este plasată la 0,25 MHz sub limita superioară a canalului. Între cele două purtătoare, de imagine şi sunet, există o diferenţă de frecvenţă de 6,5 MHz.

Forma, nivelele şi caracteristicile nominale ale semnalului de televiziune (pentru standardul OIRT) sînt prezentate în figura 4. 19.

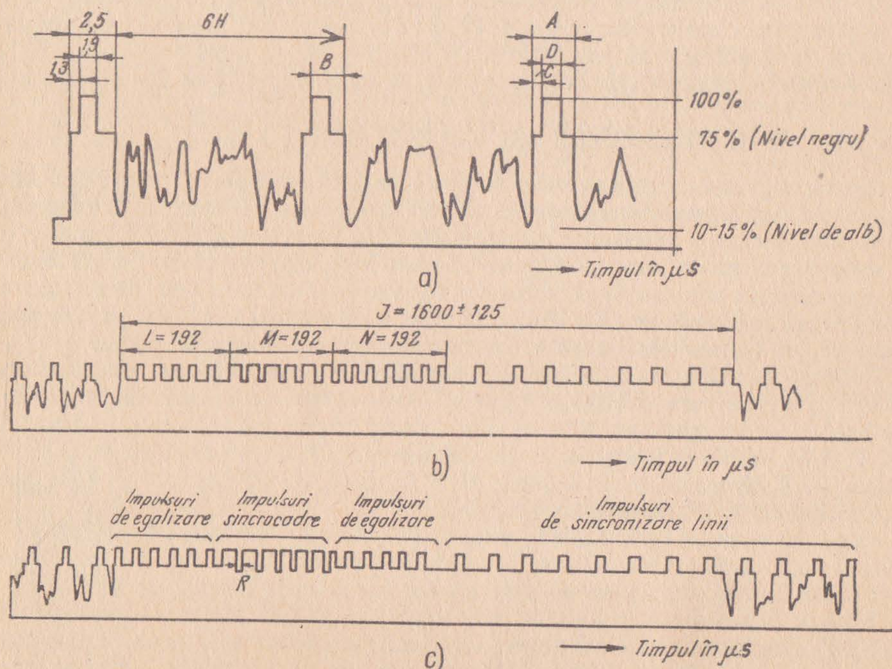


Fig. 4.19. Forma şi principalele caracteristici ale semnalului de televiziune conform standardului OIRT:

a — semnalul video complet; *b* — semnalul video complet la sfîrşitul semicadrului liniilor impare; *c* — semnalul video complet la sfîrşitul semicadrului liniilor pare.

Palierul anterior C, de 1,2—1,5 μs al impulsului de stingere pe orizontală A este necesar pentru ca la apariția impulsului de sincronizare pe orizontală D procesele tranzitorii produse de frontul anterior al impulsului de stingere să aibă timp suficient pentru a se reduce. În acest fel se asigură o sincronizare precisă, independentă de componența imaginii.

Impulsul de sincronizare pe orizontală D are o durată de 4,5—5,3 μs, iar cel de stingere, A, o durată de 11,8—12,5 μs (18,4—19,5% din durata totală de explorare a unei linii, 64 μs).

Negrul corespunde unui nivel de 75% ±2,5% din nivelul maxim al semnalului video complex, iar impulsurile de sincronizare corespund unui nivel de 25% din nivelul maxim, ceea ce asigură o sincronizare bună. Valoarea minimă a semnalului video complet nu scade sub 10% din valoarea maximă, pentru a asigura o funcționare satisfăcătoare a receptoarelor cu cale comună, care folosesc drept a doua frecvență intermediară de sunet, bătăile dintre purtătoarea de imagine și cea de sunet.

Tabela 4.1

Duratele impulsurilor de stingere, egalizare și sincronizare conform standardului OIRT

Notația din fig. 6.1	Denumirea	Durata μs	Durata % față de H
H	Durata totală de explorare a unei linii	64	100
V	Durata totală de explorare a unui semicadru	20 000	312,5 H
A	Durata impulsului de stingere pe orizontală	11,8—12,5	18,4—19,5
B	Durata palierului posterior al impulsului de stingere pe orizontală	10,3—11,3	16,1—17,7
C	Durata palierului anterior al impulsului de stingere pe orizontală	1,2—1,5	1,9—2,35
D	Durata impulsului de sincronizare pe orizontală	4,5—5,3	7—8,3
J	Durata impulsului de stingere pe verticală	1 472—1 728	23 H—27 H
L, N	Durata totală a impulsurilor de egalizare	160 sau 192	2,5 H sau 3 H
M	Durata impulsului de sincronizare cadre	192	3 H
P	Durata impulsului de egalizare	2,25—2,65	3,5—4,15
R	Durata tăieturilor din impulsul de sincronizare cadre	4,5—5,3	7—8,3

În tabela 4. 1 se dau principalele caracteristici ale impulsurilor de stingere, egalizare și sincronizare, ale semnalului video complex prezentat în figura 4. 1.

Puterea emițătorului de sunet este egală cu 25—50% din puterea de vîrf a emițătorului de imagine corespunzătoare vîrfurilor impulsurilor de sincronizare.

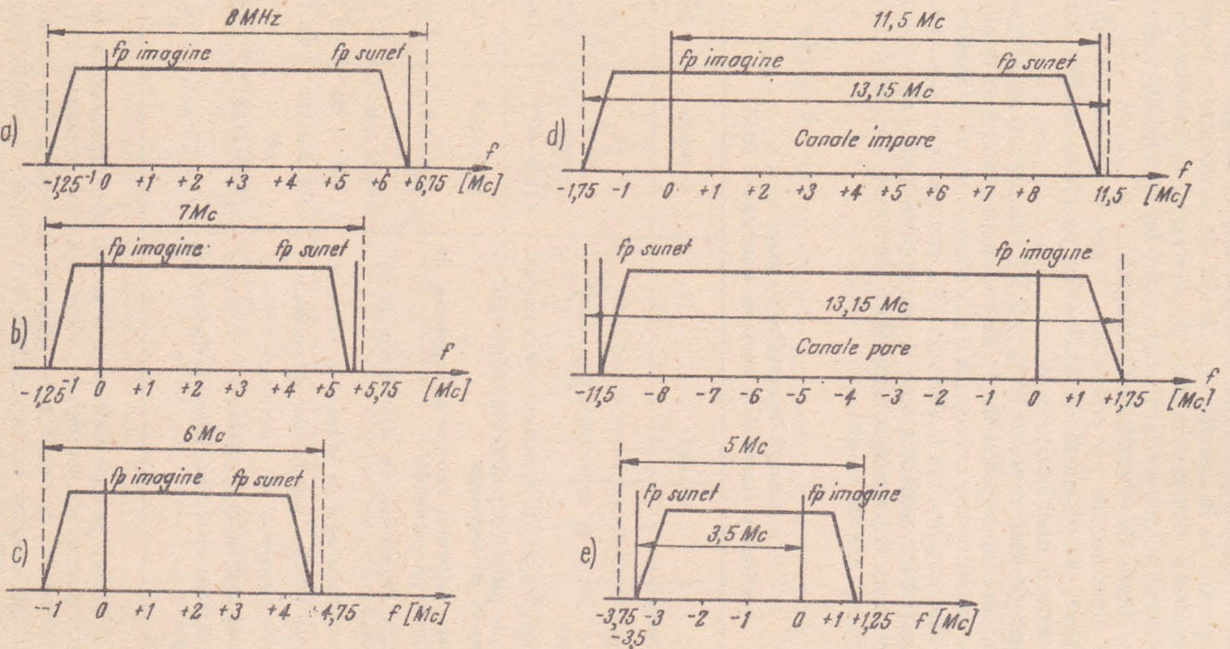


Fig. 4.20. Caracteristicile de frecvență ale emițătoarelor de televiziune:
a – standard OIRT; *b* – standard CCIR; *c* – standard FCC; *d* – standard francez 819 linii; *e* – standard englez 405 linii.

Tabela 4.2

Caracteristicile principalelor standarde de televiziune

Caracteristici	Standarde	OIRT	CCIR	FCC (american)	Standardul francez	Standardul englez
Caracteristici principale de explorare a imaginii	Numărul liniilor de explorare	625	625	525	819	405
	Frecvenţa semicadrelor, Hz	50	50	60	50	50
	Frecvenţa liniilor, Hz	15 625	15 625	15 750	20 475	10 125
	Formatul imaginii	4:3	4:3	4:3	4:3	4:3
	Durata impulsului de stingere pe verticală *H* %	23—27 7,3—8,6	18,8—31,1 6—10	13,1—21 5—8	41 10	14 6,9
	Durata impulsului de stingere pe orizontală	min 0,184 *H* max 0,195 *H*	0,17 *H* 0,195 *H*	0,16 *H* 0,18 *H*	0,164 *H* —	0,162 *H* 0,187 *H*
	Durata *H* de explorare a unei linii, μs	64	64	63,6	49	98,77
	Numărul liniilor active de explorare	min 571 max 579	563 589	483 499	— 737	— 377
Caracteristici principale de transmisie prin radio	Banda totală a canalului, MHz	8	7	6	13,15	5
	Poziţia purtătoarei de imagine faţă de limita inferioară a canalului MHz	+1,25	+1,25	+1,25	canale impare: +1,75 canale pare: +11,40	+3,75
	Poziţia purtătoarei de sunet faţă de limita superioară a canalului, MHz	—0,25	—0,25	—0,25	canale impare: —0,25 canale pare: —12,90	—4,75
	Diferenţa între frecvenţele purtătoare de imagine şi sunet, MHz	6,5	5,5	4,5	11,15	3,5
	Tipul modulaţiei purtătoarei de imagine	Negativă	Negativă	Negativă	Pozitivă	Pozitivă
	Tipul modulaţiei purtătoarei de sunet	MF-50 kHz	MF-50 kHz	MF-25 kHz	MA	MA

Pentru transmiterea semnalului de sunet este rezervată o bandă de 0,25 MHz. Deviația de frecvență este de ±50 kHz. Banda de frecvențe audio transmise este cuprinsă între 30 Hz și 15 kHz. În emițătorul de sunet frecvențele înalte de modulație sînt preaccentuate cu ajutorul unui circuit de accentuare cu constanta de timp de 50 μs.

Polarizarea undelor radiate de emițătoarele de imagine și de sunet este în general orizontală. Dacă însă un emițător poate perturba sau poate fi perturbat de alte emițătoare apropiate, se preferă uneori polarizarea verticală.

Standardul de televiziune CCIR se utilizează în Australia, Austria, Argentina, Belgia, Vatican, Venezuela, Brazilia, Olanda, Danemarca, Spania, Italia, Norvegia, Turcia, R.F.G., R.D.G., Elveția, Suedia, Iugoslavia, Portugalia, Liban, Irak, Malta, Africa de Sud. Normele acestui standard se aseamănă în mare măsură cu cele ale standardului OIRT. Deosebirile dintre ele se pot observa ușor urmărind figura 4. 20 și tabela 4. 2. Se observă că banda video transmisă este de 5 MHz,de unde și diferența de frecvență dintre purtătoarele de sunet și imagine este de 5,5 MHz, ceea ce reduce banda totală a canalului cu 1 MHz.

Standardul de televiziune FCC (american) se utilizează în S.U.A., Brazilia, Guatemala, Republica Dominicană, Canada, Cuba, Mexic, Salvador, Uruguai, Filipine, Chile, Japonia, Tailanda, Iran, Columbia, Haiti, Coreea de Sud. La acest standard imaginea este explorată cu 525 de linii și cu 60 de semicadre. Banda video transmisă este de 4 MHz, deviația purtătoarei de sunet este redusă — 25 kHz —, iar diferența dintre purtătoarele de sunet și imagine este de 4,5 MHz, ceea ce reduce banda totală a canalului la 6 MHz.

Standardul francez de televiziune se utilizează în Franța, Maroc, Monaco, Tunis. În acest standard imaginea este explorată cu un număr de 819 linii. Banda video transmisă este de 11 MHz, diferența de frecvență între purtătoarele de imagine și sunet 11,5 MHz, iar banda ocupată de un canal este de 13,15 MHz. Caracteristic acestui standard este faptul că la canalele impare se transmite banda laterală superioară, pe cînd la cele pare se transmite banda laterală inferioară. Purtătoarea de imagine are modulație pozitivă de amplitudine (negrul corespunde adîncimii maxime de modulație), iar modulația purtătoarei de sunet se face, de asemenea, în amplitudine. Acest standard nu are perspective de viitor din cauza neeconomicității sale.

Standardul englez se utilizează în Anglia, Irlanda și Noua Zeelandă. La acest standard imaginea este explorată cu cel mai redus număr de linii — 405. Din această cauză banda video transmisă este de numai 3 MHz, diferența dintre purtătoarea de imagine și cea de sunet 3,5 MHz, banda totală a canalului 5 MHz.

Purtătoarea de imagine are modulație pozitivă de amplitudine și purtătoarea de sunet este modulată tot în amplitudine. Se transmite banda laterală inferioară.

În tabela 4. 3 se dau repartiția și numerotarea canalelor, conform standardelor OIRT, CCIR și FCC.

Tabela 4.3

Repartiția și numerotarea canalelor conform standardelor OIRT, CCIR, american

Standardul OIRT				Standardul CCIR				Standardul american			
canalul nr.	limitele canalului MHz	frecvența imagine	purtătoare sunet	canalul nr.	limitele canalului MHz	frecvența imagine	purtătoare sunet	canalul nr.	limitele canalului MHz	frecvența imagine	purtătoare sunet
1	48,5—56,5	49,75	56,25					2	54,0—60,0	55,25	59,75
2	58,0—66,0	59,25	65,75	2	47,0—54,0	48,25	53,75	3	60,0—66,0	61,25	65,75
3	76,0—84,0	77,25	83,75	3	54,0—61,0	55,25	60,75	4	66,0—72,0	67,25	71,75
4	84,0—92,0	85,25	91,75	4	61,0—68,0	62,25	67,75	5	76,0—82,0	77,25	81,75
5	92,0—100,0	93,25	99,75					6	82,0—88,0	83,25	87,75
6	174—182	175,25	181,75	5	174—181	175,25	180,75	7	174—180	175,25	179,75
7	182—190	183,25	189,75	6	181—188	182,25	187,75	8	180—186	181,25	185,75
8	190—198	191,25	197,75	7	188—195	189,25	194,75	9	186—192	187,25	191,75
9	198—206	199,25	205,75	8	195—202	196,25	201,75	10	192—198	193,25	197,75
10	206—214	207,25	213,75	9	202—209	203,25	205,75	11	198—204	199,25	203,75
11	124—222	215,25	221,75	10	209—216	210,25	215,75	12	204—210	205,25	219,75
12	222—230	223,25	229,75	11	216—223	217,25	222,75	13	210—216	211,25	215,75
13	470—478	471,25	477,75	14(2)	470—477	471,25	476,75	14	470—476	471,25	475,75
14	478—486	479,25	485,75	15(22)	478—485	479,25	484,75	15	476—482	477,25	481,75
15	486—494	487,25	493,75	16(23)	486—493	487,25	492,75	16	482—488	483,25	487,75
16	494—502	495,25	501,75	17(24)	494—501	495,25	500,75	17	488—494	489,25	493,75
17	502—510	503,25	509,75	18(25)	502—509	503,25	508,75	18	494—500	495,25	499,75
18	510—518	511,25	517,75	19(26)	510—517	511,25	216,75	19	500—506	501,25	505,75
19	518—526	519,25	525,75	20(27)	518—525	519,25	524,75	20	506—512	507,25	511,75
20	526—534	527,25	533,75	21(28)	526—533	527,25	533,75	21	512—518	513,25	517,75
21	534—542	535,25	541,75	22(29)	534—541	535,25	540,75	22	518—524	519,25	523,75
22	542—550	543,25	549,75	23(30)	542—549	543,25	548,75	23	524—530	525,25	529,75
23	550—558	551,25	557,75	24(31)	550—557	551,25	556,75	24	530—536	531,25	535,75
24	558—566	559,25	565,75	25(32)	558—565	559,25	564,75	25	536—542	537,25	541,75
25	566—574	567,25	573,75	26(33)	566—573	567,25	572,75	26	542—548	543,25	547,75
26	574—582	575,25	581,75	27(34)	574—581	575,25	580,75	27	548—554	549,25	553,75

Tabela 4.3 (continuare)

Standardul OIRT				Standardul CCIR				Standardul american			
canalul nr.	limitele canalului MHz	frecvența imagine	purtătoare sunet	canalul nr.	limitele canalului MHz	frecvența imagine	purtătoare sunet	canalul nr.	limitele canalului MHz	frecvența imagine	purtătoare sunet
27	582—590	583,25	589,75	28(35)	582—589	583,25	588,75	28	554—560	555,25	559,75
28	590—598	591,25	597,75	29(36)	590—597	591,25	596,75	29	560—566	561,25	565,75
29	598—606	599,25	605,75	30(37)	598—605	599,25	604,75	30	566—572	567,25	571,75
30	606—614	607,25	613,75	31(38)	606—613	607,25	612,75	31	572—578	573,25	577,75
31	614—622	615,25	621,75	32(39)	614—621	615,25	620,75	32	578—584	579,25	583,75
32	622—630	623,25	629,75	33(40)	622—629	623,25	628,75	33	584—590	585,25	589,75
33	630—638	631,25	637,75	34(41)	630—637	631,25	636,75	34	590—596	591,25	595,75
34	638—646	639,25	645,75	35(42)	638—645	639,25	644,75	35	596—602	597,25	601,75
35	646—654	647,25	653,75	36(43)	646—653	647,25	652,75	36	602—608	603,25	607,75
36	654—662	655,25	661,75	37(44)	654—661	655,25	660,75	37	608—614	609,25	613,75
37	662—670	663,25	669,75	38(45)	662—669	663,25	668,75	38	614—620	615,25	619,75
38	670—678	671,25	676,75	39(46)	670—677	671,25	676,75	39	620—626	621,25	625,75
39	678—686	679,25	684,75	40(47)	678—685	679,25	684,75	40	626—632	627,25	632,75
40	686—694	687,25	692,75	41(48)	686—693	687,25	692,75	41	632—638	633,25	637,75
41	694—702	695,25	701,75	42(49)	694—701	695,25	700,75	42	638—644	639,25	643,75
42	702—710	703,25	709,75	43(50)	702—709	703,25	708,75	43	644—650	645,25	649,75
43	710—718	711,25	717,75	44(51)	710—717	711,25	716,75	44	650—656	651,25	655,75
44	718—726	719,25	725,75	45(52)	718—725	719,25	724,75	45	656—662	657,25	661,75
45	726—734	727,25	733,75	46(53)	726—733	727,25	732,75	46	662—668	663,25	667,75
46	734—742	735,25	741,75	47(54)	734—741	735,25	740,75	47	668—674	669,25	675,75
47	742—750	743,25	749,75	48(55)	742—749	743,25	748,75	48	674—680	675,25	679,75
48	750—758	751,25	757,75	49(56)	750—757	751,25	756,75	49	680—686	681,25	685,75
49	758—766	759,25	765,75	50(57)	758—765	759,25	764,75	50	686—692	687,25	691,75
50	766—774	767,25	773,75	51(58)	766—773	767,25	772,75	—	—	—	—
51	774—782	775,25	781,75	52(59)	774—781	775,25	780,75	—	—	—	—
52	782—790	783,25	789,75	53(60)	782—789	783,25	788,75	83	884—890	885,25	889,75

CAPITOLUL

5

TRADUCTOARE

A. NOŢIUNI DE FOTOELECTRICITATE

Prin fenomene fotoelectrice se înţeleg fenomenele electrice care iau naştere sub acţiunea luminii. Dintre fenomenele fotoelectrice cele mai importante pentru televiziune sînt efectul fotoemisiv şi efectul fotoconductor.

1. EFECTUL FOTOEMISIV

Efectul fotoemisiv (sau efectul fotoelectric extern) constă dintr-o emisiune de electroni în vid a unor metale alcalino-pămîntoase (sodiu, potasiu, cesiu, rubidiu, litiu) sau a sărurilor lor, sub acţiunea radiaţiilor luminoase. Pe baza acestui fenomen au fost realizate celule fotoelectrice care constau dintr-un balon de sticlă, în interiorul căruia sînt dispuşi doi electrozi (fig. 5. 1). Electrodul negativ, catodul, este acoperit la suprafaţa sa cu un strat de substanţă fotoemisivă. Electrodul pozitiv constă dintr-o buclă sau un cadru dintr-un fir conductor. Acest electrod nu se face plin pentru a permite accesul luminii la suprafaţa catodului. Anodul se polarizează cu o tensiune de cîteva zeci de volţi, în aşa fel încît electronii emişi de catod sub acţiunea luminii să fie atraşi la anod, formînd curentul fotoelectric. Dacă în serie cu sursa de tensiune de polarizare se conectează o rezistenţă suficient de mare, la bornele ei apare o cădere de tensiune proporţională cu curentul fotoelectric.

Spaţiul din interiorul balonului de sticlă poate fi vidat sau umplut cu un gaz la presiune foarte scăzută. În funcţie de aceasta, caracteristicile celulelor fotoelectrice diferă.

a. **Caracteristicile celulelor fotoelectrice cu vid.** Celulele fotoelectrice cu vid au următoarele caracteristici esenţiale:

a) Curentul fotoelectric generat de suprafaţa fotoemisivă este direct proporţional cu fluxul luminos care cade pe ea. Există şi abateri de la această lege, din numeroase cauze, cele mai importante fiind următoarele:

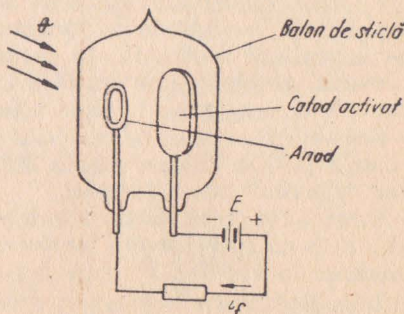


Fig. 5.1. Celula fotoelectrică.

— *Curentul de întuneric.* Celula emite, în întunericul cel mai complet, un curent care, cu toate că este foarte slab, limitează sensibilitatea sa la iluminări slabe; este un curent termoelectronic care variază de la 10^{-9} A/cm^2 la +15°C pentru un catod argint-oxid de cesiu, la 10^{-13} A/cm^2 pentru un catod antimoniu-cesiu.

— *Efectul de alice al curentului fotoelectric.* Fotocurentul se compune din electroni eliberați la întîmplare de fotocatod, care se manifestă prin fluctuații ale curentului în jurul valorii sale medii. Energia acestor fluctuații este distribuită uniform în ansamblul benzii transmise. Acest fenomen are aceeași origine, ca zgomotul de fond al tuburilor electronice.

b) Energia cinetică a electronilor puși în libertate, și deci viteza lor, este determinată numai de lungimea de undă a luminii incidente și nu depinde de intensitatea fluxului luminos. Această proprietate rezultă din legea lui Planck:

$$W = h\nu - W_0, \qquad (5.1)$$

unde W este energia cinetică a electronului eliberat;

$h = 6{,}62 \times 10^{-27}$ erg/s — constanta lui Planck;

$\nu = \frac{c}{\lambda}$ — frecvența radiației luminoase (c este viteza luminii în vid, iar λ lungimea sa de undă);

W_0 — energia cheltuită pentru extragerea electronului din interiorul metalului.

Se observă că energia cinetică a electronului este direct proporțională cu frecvența radiației luminoase. Există o radiație luminoasă de frecvență ν_0 a cărei energie este suficientă doar pentru a extrage electronii, fără a le mai imprima și o viteză:

$$h\nu_0 = W_0. \qquad (5.2)$$

Dacă frecvența radiației este mai mică decît ν_0, atunci electronii nu pot fi extrași din atomi și emisiunea fotoelectrică nu ia naștere, oricît de intens ar fi fluxul luminos.

c) Prin sensibilitate spectrală se înțelege curba de variație a curentului fotoelectric în funcție de lungimea de undă a unei lumini monocromatice de intensitate constantă. În cazul sensibilității spectrale nu are importanță valoarea absolută a intensității curentului fotoelectric, ci numai modul de variație cu lungimea de undă a luminii.

Sensibilitatea spectrală a celulelor folosite se extinde mult peste lumina vizibilă (400 la 750 nm*) de la 200 nm în ultraviolet la 1200 nm în infraroșu, dar cu valori foarte inegale.

Fiecare tip de celulă are zonele sale de sensibilitate maximă, dar este imposibil de a da curbe precise deoarece urmele de gaz sau impurități accidentale prezente în tub fac aproape imposibilă fabricarea lor în serie cu toleranțe stricte; variațiile ating ±50% de la o celulă la alta. În general, se furnizează

* 1 nm = 10^{-9}m și se numește „nanometru“

date globale: de exemplu numărul de microamperi debitaţi pe lumen de o lumină avînd o compoziţie spectrală determinată.

Figura 5. 2 dă alura cîtorva curbe de sensibilitate spectrală. Din examinarea acestor curbe se observă că:

— lungimea de undă a sensibilităţii maxime creşte în acelaşi sens cu numărul atomic al elementelor alcaline;

— sensibilitatea celulei descreşte cînd numărul atomic creşte.

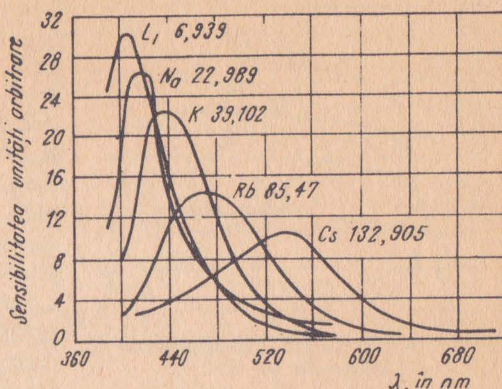


Fig. 5.2. Caracteristici de sensibilitate spectrală ale unor metale alcaline.

Dacă se folosesc aliaje sau straturi fotoemisive complexe, curba de sensibilitate spectrală poate fi modificată în oarecare limite.

d) Sensibilitatea globală reprezintă intensitatea curentului fotoelectric, raportată la fluxul luminos care îl produce. Lumina folosită pentru această determinare este albă. În tabela 5. 1 se dau ordinele de mărime ale sensibilităţii globale a cîtorva tipuri de celule.

Tabela 5.1

Tabela de sensibilitate a cîtorva celule cu vid

Strat emisiv	Răspuns global, în μA/lumen	Poziţia maximului în nm
Sodiu		
strat gros	0,55	340
sensibilitate la roşu	0,8	740
Potasiu		
strat gros	1	430
sensibilitate la descărcare în hidrogen	≤ 5	440
pe oxid de cupru	0,8	430 şi 380
Rubidiu		
strat gros	0,6	470
Cesiu		
strat gros de metal pur pe oxid de argint	0,2 ≤ 40	către 660 350 şi 750 (tub de sticlă)
pe strat de sare (halogenuri, oxid de cesiu etc.)	65	900 (celula este încă sensibilă la 1 400 nm)

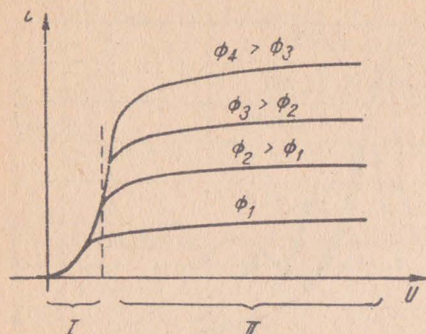


Fig. 5.3. Caracteristica curent-tensiune a fotocelulei cu vid.

e) Caracteristica de curent fotoelectric în funcție de tensiunea de polarizare. Pentru tensiunile de polarizare mici (sub 10—20 V), curentul fotoelectric crește rapid cu tensiunea aplicată și este destul de puțin influențat de iluminarea fotocatodului. La tensiuni mai mari, curentul se stabilește la o anumită valoare și devine practic independent de mărimea tensiunii (fig. 5.3). La tensiuni mici fotoelementul se comportă ca o diodă cu vid, deoarece lumina dă naștere la o emisiune de electroni de pe suprafața catodului. Dacă tensiunea anodică este mică, o parte din electronii emiși ajung la anod și formează curentul fotoelectric. O altă parte a electronilor recad pe fotocatod. O dată cu creșterea tensiunii tot mai mulți electroni sînt atrași de anod și curentul crește pînă ce numărul electronilor captați atinge numărul electronilor emiși de catod. Atunci intervine saturația (zona *II* din fig. 5. 3), în care caz curentul de fotoelectroni este determinat numai de iluminare. Celulele fotoelectrice lucrează în general în zona *II*.

f) Caracteristica temporală a celulelor fotoelectrice reprezintă legătura în timp dintre excitația luminoasă și curentul pe care îl produce. S-a constatat experimental că între momentul aplicării excitației luminoase și momentul apariției curentului fotoelectric diferența de timp este extrem de mică (de ordinul 10^{-8}s), astfel că celula poate fi privită ca un element lipsit de inerție.

b. **Caracteristicile celulelor fotoelectrice cu gaz.** Celulele fotoelectrice cu gaz conțin în interiorul balonului de sticlă un gaz, în general argon, la o presiune scăzută, de ordinul a 0,05 mm coloană de mercur. Prezența gazului mărește mult sensibilitatea fotocelulei.

Argonul are un potențial de ionizare de circa 16 V. Aceasta înseamnă că dacă pe electrozii fotocelulei cu argon se aplică o tensiune mai mare de 16 V, moleculele de gaz se pot ioniza prin ciocnire. Dacă fotocatodul, sub acțiunea luminii, emite electroni, aceștia sînt accelerați de cîmpul electric dintre anod și catod și prin ciocnire ionizează moleculele de gaz. Ionii produși sînt la rîndul lor accelerați și pot ciocni alte molecule de gaz. Prin ionizarea moleculelor se eliberează electroni, care participă la formarea curentului fotoelectric. Dacă celula este menținută la întuneric și la temperatură scăzută catodul eliberează foarte puțini electroni și ionizarea gazului încetează.

În acest fel, datorită multiplicării prin ionizare a electronilor, sensibilitatea celulelor cu gaz este de 10—100 ori mai mare decît sensibilitatea fotocelulelor cu vid.

Dacă diferența de potențial dintre anod și catod este inferioară tensiunii de ionizare a gazului, șocurile între molecule sînt elastice și nici un fenomen de ionizare nu se produce. Dacă crește tensiunea de accelerare, energia acumulată de la plecare de electronii în cîmp electric rămîne suficientă după primul

șoc, pentru a ioniza unul sau mai mulți atomi pe lungimea traiectului catod-anod. Amplificarea în curent atinge astfel valori în jur de 100.

Creșterea cu tensiunea anod-catod a numărului de ioni împiedică existența unui curent de saturație asemănător celui întîlnit în cazul celulei cu vid.

Totuși, amplificarea utilă este limitată de faptul că la tensiuni destul de ridicate, ionii pozitivi sînt accelerați de cîmpul electric îndeajuns ca prin bombardarea suprafeței fotocatodului să producă electroni suplimentari. În acest moment, descărcarea devine independentă de intensitatea luminii incidente, curentul anod-catod atinge valori ridicate și celula se distruge. Limita practică a tensiunii anod-catod variază în prezent de la 90 la 200 V după tipul de celulă; amplificarea în curent, pentru a menține o stabilitate suficientă, nu trebuie să depășească 10.

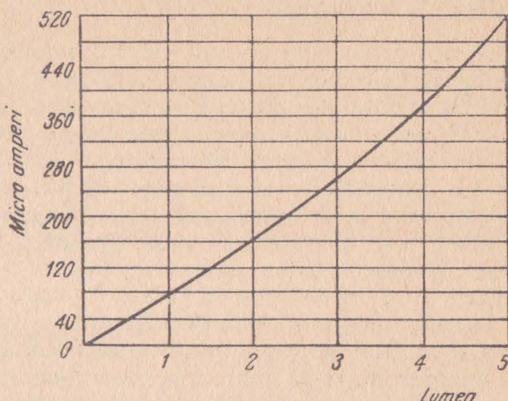


Fig. 5.4. Caracteristica curent-flux luminos a fotocelulei cu gaz.

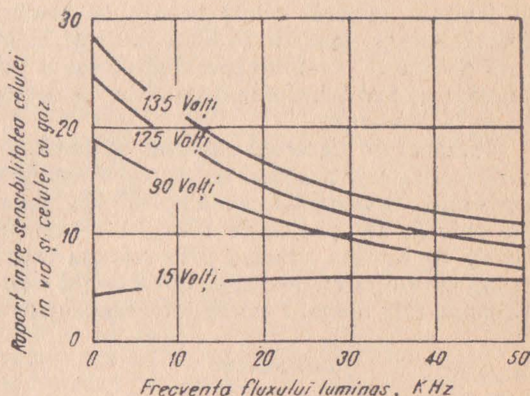


Fig. 5.5. Caracteristica de sensibilitate globală a fotocelulei cu gaz în funcție de frecvența de obturare a fasciculului luminos.

Alte caracteristici specifice ale fotocelulelor cu gaz:

Caracteristica curent-flux luminos. Curentul celulei cu gaz în funcție de fluxul incident nu este liniar: curentul crește mai rapid decît fluxul luminos. Curba caracteristică curent-flux luminos este reprezentată în figura 5. 4.

Caracteristica temporală. Datorită efectului de ionizare în lanț, care se propagă cu o viteză finită, răspunsul fotocelulelor cu gaz nu mai este tot atît de rapid ca cel al celulelor cu vid. Acest lucru se poate evidenția cu ajutorul unui flux de lumină, care se obturează periodic. Se poate trasa o curbă (fig. 5. 5) de variație a amplitudinii curentului fotoelectric în funcție de frecvența de obturație. Datorită inerției fotocelulei, se constată o scădere a amplitudinii curentului o dată cu creșterea frecvenței de obturație. Efectul este cu atît mai net cu cît tensiunea de polarizare este mai mare și devine nul dacă tensiunea anod-catod este inferioară tensiunii de ionizare a gazului.

2. EFECTUL FOTOCONDUCTIV

Efectul fotoconductiv sau efectul fotoelectric intern constă în variația conductivității electrice a unor substanțe, atunci cînd sînt expuse unui flux luminos variabil. Fenomenul a fost observat pentru întîia oară de May și Smith în 1873, dar nu a fost folosit în televiziune decît după anul 1950.

Substanțele care prezintă fenomenul fotoelectric interior sînt semiconductoarele. Datorită însușirii caracteristice a semiconductorului, slaba legătură a electronilor lor în atomi, sub acțiunea luminii, precum și a unei serii întregi de alte cauze, electronii din semiconductor trec în stare liberă și ca urmare crește conductivitatea semiconductorului.

Pentru ca un electron să treacă în stare liberă este necesară o cantitate de energie mult mai mică decît pentru a-l scoate în exterior. Efectul fotoelectric interior se poate produce deci sub acțiunea unor radiații luminoase de lungime de undă mult mai mare (energie mai mică decît în cazul emisiunii fotoelectronice). De exemplu pentru sulfura de plumb lungimea de undă limită superioară ν_0 este de 3500 nm.

Schematic, o celulă fotoconductivă se prezintă ca în figura 5.6. La început fenomenul de fotoconductibilitate a fost observat la seleniu, din care s-au și fabricat primele celule bazate pe efectul fotoelectric interior denumite fotorezistențe. Mai tîrziu s-au fabricat fotorezistențe mai sensibile din sulfură de plumb și talofid (un aliaj de sulfură de taliu și oxid de taliu). Celulele talofide au fost folosite în dispozitive de detecție prin radiații infraroșii a obiectelor la distanță.

Numărul de electroni eliberați de lumină într-un semiconductor este mult mai mare decît numărul de electroni smulși de aceeași lumină în cazul fotoemisiunii. În cazul fotoconductibilității (efect fotoelectric interior) randamentul cuantic se apropie de 100%. S-a mai dovedit că electronii (primari) eliberați de lumină, trecînd prin rețeaua cristalină a semiconductorului, eliberează noi electroni (secundari), de zeci și sute de ori mai numeroși ca electronii primari. Din această cauză fotorezistențele au o sensibilitate mult mai mare

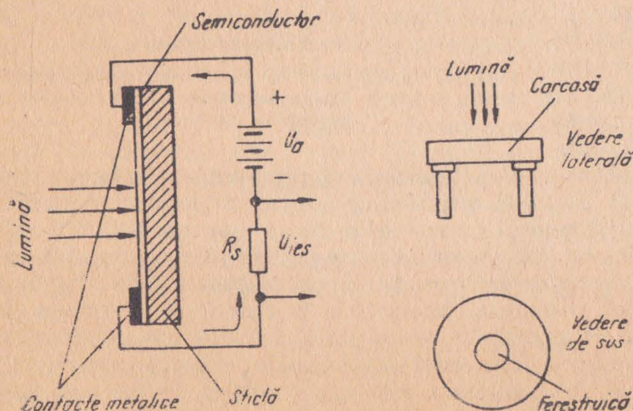


Fig. 5.6. Celula fotorezistivă.

decît celulele fotoelectrice. De exemplu, la unele fotorezistențe din talofid sensibilitatea ajunge la 2,5 A/lumen pentru un flux de lumină de circa 10^{-5} lumeni și o tensiune $V_a = 40$ V.

S-a constatat experimental că numărul de electroni primari eliberați, proporțional cu fluxul de lumină, urmărește variațiile acestuia practic fără inerție. Deoarece apariția electronilor secundari nu este destul de rapidă, iar numărul lor predomină în curentul total, fotorezistența în ansamblu s-a dovedit a prezenta destulă inerție. Din acest motiv, folosirea ei în televiziune a întîrziat foarte mult. Cercetările și experimentările ulterioare au făcut posibilă folosirea fotorezistențelor în tuburile videocaptatoare tocmai datorită sensibilității lor foarte mari.

3. MULTIPLICATOARE FOTOELECTRONICE

Curenții produși de cele mai sensibile tuburi sau de celule fotoelectrice sînt foarte mici și pentru a fi folosiți în practică trebuie amplificați de sute de mii și chiar milioane de ori. În acest scop se folosesc amplificatoare cu tuburi electronice sau cu elemente semiconductoare și multiplicatoare fotoelectrice.

Curenții fotoelectrici fiind extrem de slabi, amplificarea lor cu ajutorul tuburilor electronice sau al tranzistoarelor se lovește de problema zgomotului.

Curentul anodic al unui tub este produs prin captarea de către anod a electronilor eliberați de catod și dirijați de grila de comandă. Deoarece electronii ajung la anod la momente de timp întîmplătoare, curentul anodic, privit la o scară microscopică, prezintă permanente fluctuații în timp. Aceste fluctuații se manifestă ca o perturbație și împiedică amplificarea în bune condiții a semnalelor foarte slabe.

Deoarece curentul de colector al tranzistorului este format tot din electroni, apar aceleași perturbații ca la tubul electronic. Problema zgomotului tuburilor electronice și al tranzistoarelor a îndreptat interesul pentru un alt tip de amplificator de curent, și anume multiplicatorul fotoelectric.

Multiplicatorul fotoelectric se bazează pe emisia electronică secundară. Cînd un fascicul de electroni cu viteza suficient de mare lovește suprafața unui corp, este pus în libertate un număr mai mic sau mai mare de electroni din structura acestuia, după natura substanței din care este constituit corpul și după valoarea energiei electronilor care au bombardat suprafața. Electronii care au bombardat suprafața poartă denumirea de electroni primari, iar electronii eliberați se numesc electroni secundari. În numărul de electroni secundari intră de fapt trei categorii distincte de electroni, și anume:

— electroni smulși din substanța bombardată, ca rezultat al acțiunii fasciculului de electroni primari;

— electronii primari care au fost reflectați în urma ciocnirilor elastice (fără cedare de energie) cu atomii substanței bombardate;

— electronii primari care au fost difuzați de suprafața bombardată în urma unor ciocniri neelastice (cu pierdere de energie).

Ca și fenomenul de fotoemisie, emisia secundară este practic lipsită de inerție, apariția și încetarea emisiei secundare producîndu-se în același timp cu producerea sau oprirea bombardamentului cu electroni primari. Emisia secundară are aplicabilitate atît în tuburile videocaptoare cît și în multiplicatoarele fotoelectronice.

Suprafața bombardată de fasciculul electronic incident este denumită de obicei țintă și este constituită din materiale care produc o puternică emisiune secundară. Studiul emisiunii secundare se poate face cu un dispozitiv de felul celui reprezentat în figura 5. 7, care cuprinde un tun electronic, o țintă și un anod colector al electronilor secundari, ansamblul fiind închis într-un balon de sticlă vidat.

Electronii primari care bombardează ținta sînt accelerați de diferența de potențial stabilită între catod și țintă de bateria E_a. Curentul produs de electronii primari I_p se poate măsura cu un miliampermetru introdus în serie cu bateria E_a. Electronii secundari eliberați sînt captați de electrodul inelar-colector datorită polarizării pozitive a acestuia față de țintă, polarizare realizată cu bateria E_a. Cu un miliampermetru introdus în circuit cu bateria E_c se poate măsura curentul I_s.

Coeficientul de emisiune secundară este determinat ca raportul acestor doi curenți:

$$\sigma = \frac{\text{numărul de electroni secundari}}{\text{numărul de electroni primari}} = \frac{I_s}{I_p}. \qquad (5.3)$$

Emisiunea secundară depinde de energia electronilor primari și coeficientul de emisiune secundară variază cu tensiunea acceleratoare E_a după o curbă de tipul celor arătate în figura 5.8 pentru o serie de metale pure. Alura curbelor poate fi înțeleasă mai bine dacă se va cunoaște modul cum se produce emisiunea secundară. Prin ciocnirile cu electroni liberi din metal, electronul primar cedează acestora treptat din energia sa cinetică și ca urmare își micșorează viteza. În urma acestor ciocniri electronii sînt excitați și își modifică starea energetică, ocupînd nivele de energie mai mari. Pe măsură ce viteza

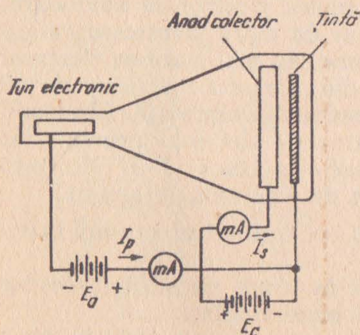


Fig. 5.7. Montaj pentru studiul emisiei secundare.

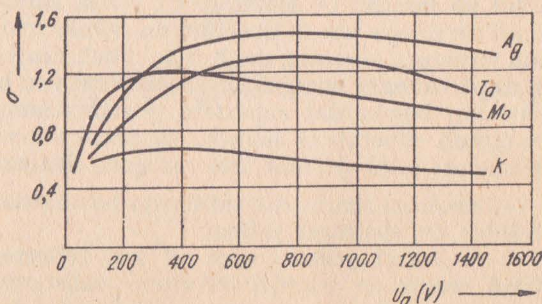


Fig. 5.8. Dependența coeficientului de emisie secundară în raport cu tensiunea E_a.

electronului primar se micşorează, şansele acestuia de a se ciocni cu alţi electroni se măresc, astfel că numărul electronilor excitaţi de el este din ce în ce mai mare. O parte din aceşti electroni, datorită energiei suplimentare cîştigate, pătrund în nivelele energetice ocupate de electronii liberi ai metalului, apropiindu-se totodată de suprafaţă. Dacă electronul excitat mai posedă încă suficientă energie la sfîrşitul drumului său către suprafaţa metalului, atunci el va fi capabil să învingă forţele de reţinere şi cheltuind lucrul mecanic de ieşire necesar va ieşi din materialul ţintei. Deoarece pentru a ieşi din metal electronii suferă o serie de ciocniri cu electronii liberi din zona de conductibilitate îşi pierd din energie şi astfel numai o parte ajunge să părăsească metalul. Dacă creşte tensiunea E_a şi coeficientul de emisie secundară va creşte la început, deoarece electronii din ţintă împrumută energii importante de la electronul primar şi numărul celor capabili să părăsească ţinta va creşte. O dată cu mărirea energiei electronului primar, acesta pătrunde mai adînc în materialul ţintei, astfel încît electronii excitaţi, din care cei mai mulţi se găsesc spre sfîrşitul drumului de pătrundere a electronului primar, vor avea de străbătut o distanţă mai mare prin metal pentru a ieşi afară şi cei mai mulţi vor ajunge aproape de suprafaţă cu o energie insuficientă pentru a părăsi ţinta. Din acest motiv, curbele reprezentate în figura 5. 8 prezintă un maxim.

Fotomultiplicatoarele sînt bazate pe fenomenul de emisie secundară (fig. 5. 9). În interiorul tubului se găsesc o serie de electrozi metalici în formă de plăci. Electrodul *FC* este fotocatodul celulei fotoelectrice care primeşte fluxul luminos excitator. Electronii emişi de fotocatod sînt preluaţi de o serie de electrozi pozitivi care acţionează în cascadă pentru amplificarea curentului prin multiplicare electronică. Pozitivarea electrozilor este progresivă, astfel încît ultimul electrod se găseşte la potenţialul pozitiv cel mai ridicat, avînd şi rolul de anod colector al curentului multiplicat. Toţi electrozii trebuie să fie capabili de o emisie secundară cît mai bogată (notaţi cu D_1, D_2, D_3 D_4).

Un electron emis de fotocatod este accelerat de diferenţa de potenţial U_1 dintre dinodul D_1 şi fotocatod şi va produce prin bombardarea acestui dinod o emisie secundară cu un coeficient de emisie supraunitar σ, astfel încît un număr mai mare de electroni vor fi acceleraţi către dinodul D_2 de diferenţa de potenţial $U_2 - U_1$ (dintre dinozii D_2 şi D_1), iar ca urmare un număr σ^2 de electroni secundari va părăsi dinodul D_2 şi procesul continuă.

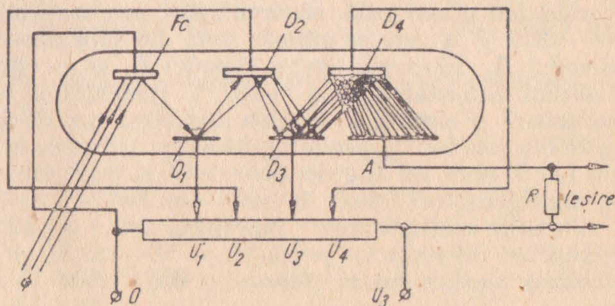


Fig. 5. 9. Multiplicatorul fotoelectronic.

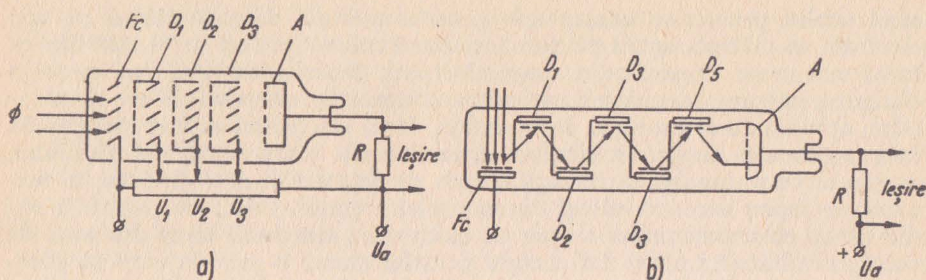


Fig. 5.10. Forme constructive de multiplicare fotoelectronice.

Un tub care ar conține n dinozi va produce o multiplicare de σ^n ori a curentului emis de fotocatod. Deci curentul în tub I_s funcție de curentul emis de fotocatod este dat de relația:

$$I_s = \sigma^n I_e \tag{5.4}$$

Se pot obține amplificări enorme de curent, numărul de dinozi putînd merge pînă la 10, iar coeficientul de emisie secundară putînd avea valori de la 6 pînă la 10. Nu există o corelație perfectă între amplificarea teoretică și cea reală, deoarece electronii fluxului de multe ori sar peste unul sau doi dinozi, iar coeficientul σ nu are aceeași valoare pentru toți dinozii.

Multiplicatorul din figura 5. 10, *a* cuprinde o serie de plăci metalice în care s-au practicat o serie de deschideri speciale, care dau plăcii aspectul unei jaluzele. Electronii emiși de clapele fotocatodului sînt accelerați către primul dinod și lovesc clapele acestuia, producînd emisia secundară, aceștia sînt dirijați către dinodul următor, unde sînt din nou multiplicați.

În scopul uniformizării cîmpului dintre doi dinozi alăturați se așază în fața fiecărui dinod o grilă, care este conectată cu acel dinod. Astfel, traiectoriile electronilor între dinozi sînt dirijate corect.

În multiplicatorul din figura 5. 10, *b*, electronii eliberați de fotocatod sînt accelerați de cîmpul electric stabilit de grila plasată în fața acestuia, care se găsește la un potențial de +150 V față de catod, fiind legată cu dinodul D_1. Străbătînd prima grilă, electronii sînt accelerați mai departe de potențialul de +300 V la care se găsește grila din fața dinodului D_1, grilă legată cu dinodul D_2. Electronii lovesc dinodul D_1 cu o viteză corespunzătoare unei tensiuni acceleratoare de +150 V (potențialul lui D_1), produc emisiune secundară și electronii eliberați sînt accelerați de grila din fața lui D_1 spre grila din fața lui D_2, această grilă avînd, de asemenea, un potențial mai mare cu 150 V decît cel al grilei precedente și decît dinodul D_2. Asemănător este și multiplicatorul folosit în tubul disector.

Tuburile multiplicatoare obișnuite, avînd 8—10 etaje de multiplicare și necesitînd diferențe de potențial de 50—150 V pe etaj, sînt alimentate cu tensiuni anodice foarte ridicate (1 000—1 500 V).

B. NOȚIUNI DE OPTICĂ ELECTRONICĂ

În sistemele moderne de televiziune atît descompunerea cît și refacerea imaginii au loc prin explorare electronică. Explorarea electronică se efectuează cu ajutorul unui fascicul de electroni care sînt generați, accelerați, focalizați și deviați în interiorul tubului videocaptor sau videoreproducător. În cele ce urmează se vor analiza pe scurt principiile de bază ale explorării electronice.

1. MIȘCAREA ELECTRONULUI ÎN VID SUB INFLUENȚA UNUI CÎMP ELECTRIC UNIFORM

a. **Viteza inițială este paralelă cu direcția cîmpului.** Se consideră un electron emis de un catod plan C, care se găsește sub influența unui cîmp electric stabilit de diferență de potențial U_a dintre catod și un anod A, de asemenea tot plan și paralel cu catodul (fig. 5. 11).

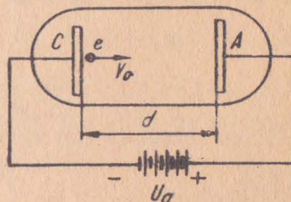


Fig. 5.11. Mișcarea electronului în vid cu viteza inițială paralelă cu direcția cîmpului electric.

Electronul de masă m și sarcină electrică e va fi supus unei forțe f_e dirijată pe direcția cîmpului E în sens invers liniilor de forță ale cîmpului, și deci se va mișca uniform accelerat cu accelerația a:

$$f_e = eE; \qquad (5.5)$$

din legea fundamentală a dinamicii rezultă:

$$eE = ma. \qquad (5.6)$$

Cîmpul electric dintre anod și catod are intensitatea:

$$E = \frac{U_a}{d}$$

și în acest caz, lucrul mecanic pe care îl înmagazinează un electron care parcurge distanța d pînă la anod este:

$$f_e d = eU_a. \qquad (5.7)$$

În momentul cînd atinge anodul, electronul posedă o energie cinetică egală cu lucrul mecanic pe care l-a absorbit de la cîmp:

$$\frac{1}{2} mV^2 = eU_a \qquad (5.8)$$

Din această relație se poate deduce valoarea vitezei finale V a electronului

$$V = \sqrt{\frac{2e}{m} U_a}. \qquad (5.9)$$

Înlocuind în această expresie valorile:

$$m = 0{,}91 \cdot 10^{-30}\ \text{kg}; \quad e = 1{,}601 \cdot 10^{-19}\ C,$$

se obține: $V = 5{,}93 \cdot 10^5 \sqrt{U_a}$ m/s $\approx 600 \sqrt{U_a}$ km/s (5.10)
în care U_a este exprimat în volți.

Relația (5. 10) arată că un electron care străbate o diferență de potențial de 1 V capătă o viteză de 600 km/s. Cu toată viteza foarte mare, datorită masei reduse a electronului, energia cinetică este totuși foarte mică.

Rezultatele obținute prin aplicarea relației (5. 9) sînt corecte pînă la tensiuni acceleratoare de circa 25 kV. La tensiuni acceleratoare mai mari viteza electronului atinge aproximativ viteza luminii, și conform teoriei relativității masa electronului variază:

$$m = \frac{m_0}{\sqrt{1-\left(\frac{v}{c}\right)^2}}, \tag{5.11}$$

în care: m este masa electronului de viteză reală;

m_0 — masa de repaus;

c — viteza luminii ($3 \cdot 10^8$ m/s);

v — viteza electronului.

Masa rezultată din relația (5.11) trebuie să fie egală cu masa din repaus m_0 plus echivalentul în unități de masă a energiei cinetice pe care o posedă electronul:

$$m = m_0 + \frac{e\,U_a}{c^2} = m_0\left(1 + \frac{e}{m_0}\frac{U_a}{c^2}\right); \tag{5.12}$$

introducînd aoeastă valoare în relația (5.9), rezultă:

$$V = c\sqrt{1 - \frac{1}{\left(1 + \frac{e}{m_0}\frac{U_a}{c^2}\right)^2}}. \tag{5.13}$$

Cu ajutorul relației (5.13) se pot calcula vitezele electronului la tensiuni acceleratoare mai mari de 25 kV, cazuri întîlnite în funcționarea tuburilor cinescop pentru proiecția pe ecran mare a imaginilor de televiziune.

b. **Viteza inițială a electronului este perpendiculară pe direcția cîmpului.** Acest caz apare în tuburile cu deflexie electrostatică și se manifestă prin acțiunea unei forțe perpendiculare pe viteza inițială a electronului.

Se consideră cîmpul electric (fig. 5.12) în spațiul dintre doi electrozi plani paraleli de lungime l la distanță d și între care există o diferență de potențial U_d. În acest cîmp pătrunde electronul cu o viteză inițială V_0 perpendiculară pe direcția cîmpului și suferă influența acestuia pe tot parcursul l

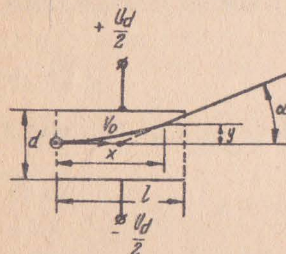


Fig. 5. 12. Mișcarea electronului în vid cu viteza inițială perpendiculară pe direcția cîmpului electric.

dintre electrozi. Forţa pe care o exercită cîmpul asupra electronului este dirijată spre electrodul pozitiv şi are valoarea:

$$f_e = eE,$$

iar acceleraţia este:

$$a = \frac{f_e}{m} = \frac{e}{m}\frac{U_d}{d}\,[\mathrm{m/s^2}] \tag{5.14}$$

Mişcarea electronului va avea două componente: una orizontală şi una verticală, care vor determina mişcarea acestuia pe o traiectorie curbă.

Considerînd un sistem de coordonate rectangulare cu originea în punctul în care electronul pătrunde în cîmpul electric, deplasarea pe orizontală va fi dată de relaţia:

$$x = V_0 t, \tag{5.15}$$

în care V_0 este viteza iniţială, care nu este modificată de cîmpul electric, iar deplasarea pe verticală cu o mişcare uniform accelerată este dată de relaţia:

$$y = \frac{1}{2}at^2 = \frac{1}{2}\frac{e}{m}\frac{U_d}{d}t^2. \tag{5.16}$$

Eliminînd pe t între relaţiile (5.15) şi (5.16), se obţine ecuaţia traiectoriei sub forma:

$$y = \frac{1}{2}\frac{e}{m}\frac{U_d}{d}\frac{x^2}{V_0^2} \tag{5.17}$$

şi înlocuind valoarea lui $V_0 = \sqrt{\frac{2e}{m}U_a}$, în care U_a este tensiunea care a determinat mişcarea iniţială a electronului, rezultă:

$$y = \frac{1}{4d}\frac{U_d}{U_a}x^2 = Kx^2, \tag{5.18}$$

relaţie care reprezintă ecuaţia unei parabole.

Coeficientul unghiular al tangentei la parabolă este:

$$\frac{dy}{dx} = \frac{1}{2d}\frac{U_d}{U_a}x. \tag{5.19}$$

La ieşirea din cîmp, $x = l$, electronul va continua să se mişte pe direcţia tangentei la traiectorie în acest punct, adică pe o dreaptă al cărei coeficient unghiular este:

$$\left(\frac{dy}{dx}\right)_{x=l} = \frac{l}{2d}\frac{U_d}{U_a}. \tag{5.20}$$

Prelungirea traiectoriei electronului la ieşirea din cîmp întîlneşte traiectoria iniţială în punctul de abscisă $x = \frac{l}{2}$, adică în centrul sistemului de

deviere. Lucrurile se petrec ca şi cum electronul se mişcă normal pînă în punctul $x = \frac{l}{2}$ şi apoi este deviat brusc cu un unghi α dat de relaţia:

$$\operatorname{tg} \alpha = \left(\frac{d_y}{d_x}\right)_{x=l} = \frac{l}{2d} \frac{U_d}{U_a}. \tag{5.21}$$

În cazul deviaţiei electrostatice interesează deplasarea fasciculului de electroni OY (fig. 5.13) la distanţa D de centrul regiunii în care acţionează cîmpul electric deviator:

$$y = OY = D \operatorname{tg} \alpha = \frac{Dl}{2d} \frac{U_d}{U_a}. \tag{5.22}$$

Analizînd relaţia (5.22), se constată:

— deviaţia electronului este direct proporţională cu dimensiunile l, D şi cu tensiunea U_d;

— deviaţia electronului este invers proporţională cu distanţa d şi cu tensiunea acceleratoare U_a;

— electronii cu energie cinetică eU_a mare sînt mai greu de deviat;

— deviaţia nu depinde de raportul $\frac{e}{m}$ al particulei electrice deviate şi ca urmare acest sistem deviază în mod identic atît electronii cît şi ionii (masă de 2 000 — 500 000 ori mai mare ca a electronilor) proveniţi din ciocnirea electronilor cu moleculele de gaz eventual prezente în tub.

c. **Viteza iniţială a electronului face un unghi θ cu direcţia cîmpului.** Se presupune că electronul pătrunde într-un cîmp electric uniform cu viteza iniţială V_1 şi care face unghiul θ_1 cu cîmpul electric dintre doi electrozi în formă de grilă aflaţi la potenţialele U_1 şi U_2 ($U_2 > U_1$) (fig. 5.14).

Viteza V_1 se descompune în două componente, dintre care una pe direcţia liniilor cîmpului electric $V_1 \cos \theta_1$ şi alta perpendiculară pe aceasta, $V_1 \sin \theta_1$ (aceasta nu va fi modificată de cîmpul electric).

Prima componentă $V_1 \cos \theta_1$ va fi modificată datorită forţei pe care o exercită cîmpul asupra electronului, forţă care dă naştere unei componente de viteză uniform accelerată care se adaugă componentei orizontale ($V_1 \cos \theta_1$). În final, electronul se va mişca sub influenţa a două forţe, una orizontală

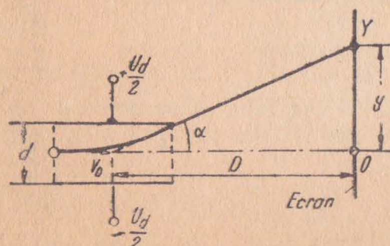


Fig. 5.13. Deplasarea fasciculului de electroni la distanţa D de centrul regiunii în care acţionează cîmpul electric.

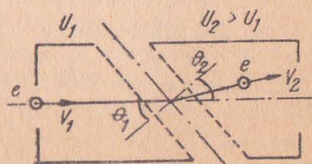


Fig. 5.14. Mişcarea electronului în vid cînd viteza iniţială face un unghi θ cu direcţia cîmpului electric.

uniform accelerată și a doua constantă, perpendiculară pe prima, și anume $V_1 \sin \theta_1$. Electronul se va mișca după o rezultantă care constituie o traiectorie parabolică. Datorită faptului că viteza perpendiculară pe liniile de forță ale cîmpului electric rămîne constantă, iar la ieșirea din cîmp componenta paralelă cu aceste linii este mai mare decît la intrarea electronului în cîmp, dupa traversarea celei de-a doua grile electronul se va mișca rectiliniu și uniform pe o direcție care face unghiul θ_2 cu direcția cîmpului ($\theta_2<\theta_1$). Intrînd sub incidență oblică în spațiul dintre cele două grile, electronul este deviat astfel încît traiectoria lui se apropie de direcția cîmpului electric.

Ținînd seama de faptul că componenta vitezei electronului perpendiculară pe direcția cîmpului rămîne neschimbată, rezultă relația:

$$V_1 \sin \theta_1 = V_2 \sin \theta_2$$

sau

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{\sin \theta_2}{\sin \theta_1}. \quad (5.23)$$

Legea refracției din optica geometrică care stabilește că o rază de lumină la trecerea prin suprafața de separație a două medii avînd indici de refracție n_1 și n_2 ($n_1 \neq n_2$) își schimbă direcția astfel încît unghiul pe care-l face cu normala la suprafață se modifică din α_1 în α_2, în cazul cînd traversarea se face de la mediul cu indice n_1 spre cel cu indice n_2, se poate exprima: $\frac{n_1}{n_2} = \frac{\sin \alpha_2}{\sin \alpha_1}$, care prezintă multă analogie cu relația (5.23).

2. MIȘCAREA ELECTRONULUI ÎNTR-UN CÎMP MAGNETIC UNIFORM

Acțiunea cîmpului magnetic asupra electronului se manifestă prin modificarea direcției vitezei inițiale lăsînd neschimbată valoarea ei.

Forța pe care o exercită cîmpul magnetic asupra unui electron în mișcare este proporțională cu produsul vectorial dintre cîmp și viteza electronului:

$$\vec{f}_m = e(\vec{B} \times \vec{v}) \quad (5.24)$$

sau

$$f_m = ebv \sin \alpha.$$

Produsul vectorial (relația 5.24) arată că forța f_m este perpendiculară pe planul format de direcțiile vectorilor B și v și este proporțională cu sinusul unghiului dintre aceste două direcții.

a. **Viteza inițială a electronului este paralelă cu direcția cîmpului.** În acest caz unghiul dintre cîmp și viteză este nul, sinusul, de asemenea, nul și mișcarea electronului nu este perturbată de cîmpul magnetic.

b. **Viteza inițială este perpendiculară pe direcția cîmpului.** Cînd electronul pătrunde în cîmp cu o viteză inițială perpendiculară pe liniile cîmpului, traiectoria lui se va curba ca în figura 5.15, planul traiectoriei rămînînd mereu perpendicular pe liniile de forță ale cîmpului. Forța f_m acționează ca forță

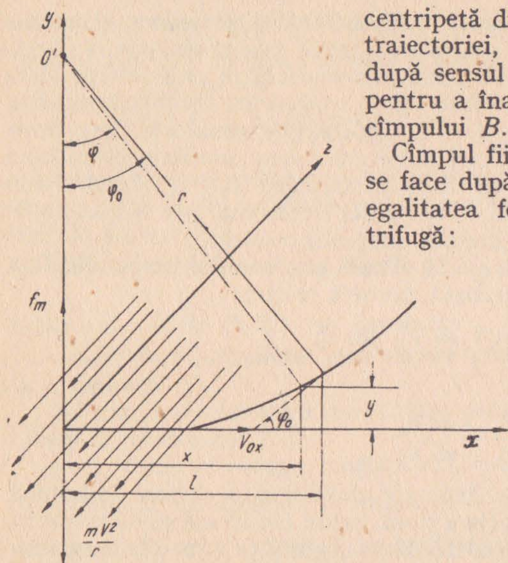


Fig. 5.15. Mişcarea electronului cînd viteza iniţială este perpendiculară pe direcţia cîmpului magnetic.

centripetă dirijată spre centrul de curbură al traiectoriei, iar sensul curburii se determină după sensul în care trebuie rotit un tirbuşon pentru a înainta în sensul liniilor de forţă ale cîmpului B.

Cîmpul fiind uniform, mişcarea electronului se face după un cerc a cărui rază rezultă din egalitatea forţei centripete f_m cu forţa centrifugă:

$$eBV_0 = m\frac{V_0^2}{r}, \qquad (5.25)$$

din care rezultă raza cercului r:

$$r = \frac{mV_0}{eB}. \qquad (5.26)$$

La un moment dat, în cîmp, electronul se va găsi pe cerc într-un punct de coordonate x şi y, care satisfac relaţiile:

$$x = r\sin\varphi$$

$$y = r - r\cos\varphi = r - \sqrt{r^2 - x^2} = r - r\sqrt{1 - \frac{x^2}{r^2}} = r\left[1 - \sqrt{1 - \frac{x^2}{r^2}}\right],$$

cum rezultă din figura 5.15. Dacă cîmpul magnetic se manifestă într-un spaţiu de lăţime l, iar viteza electronului şi intensitatea cîmpului sînt astfel alese încît raza calculată cu relaţia (5.26) este mai mare decît l, atunci deviaţia pe care o suferă electronul în sensul axei OY cînd traversează toată lăţimea l a cîmpului este:

$$y_{(x=l)} = r\left[1 - \sqrt{1 - \frac{l^2}{r^2}}\right] \simeq r\left[1 - \left(1 - \frac{1}{2}\frac{l^2}{r^2}\right)\right] = \frac{1}{2}\frac{l^2}{r}.$$

În urma acestei devieri, electronul parcurge pe cerc un arc φ_0 definit de:

$$\sin\varphi_0 = \frac{l}{r}, \qquad (5.27)$$

astfel încît deviaţia pe verticală devine:

$$y_{(x=l)} = \frac{l}{2}\sin\varphi_0. \qquad (5.28)$$

La ieşirea din cîmp electronul va continua să se mişte cu viteza V pe direcţia tangentă la cerc în punctul de coordonate $x = l$, $y = \frac{l}{2}\sin\varphi_0$. Formula

arată că totul se petrece ca şi cînd electronul s-ar deplasa neperturbat pînă în punctul din mijlocul cîmpului ($x = \frac{l}{2}$, $y = 0$) şi aici ar fi deviat brusc cu unghiul φ_0 definit de relaţia (5.27).

Acest caz are aplicaţie în sistemele de deviere a fasciculului electronic în tuburile cu deflexie magnetică. Pentru a calcula deviaţia în sensul axei OY măsurată la distanţa D de centrul cîmpului deviator (fig. 5.16):

$$Y \cong D \sin \alpha = D \sin \varphi_0;$$

ţinînd seamă de relaţiile (5.26) şi (5.27), rezultă:

$$Y = \frac{eB}{mV_0} lD;$$

$$\text{înlocuind } V_0 = \sqrt{\frac{2e}{m} U_a}$$

U_a fiind tensiunea de accelerare a electronilor se obţine:

$$Y = \sqrt{\frac{e}{2m}} \frac{B}{\sqrt{U_a}} lD. \tag{5.29}$$

Din relaţia (5.29) rezultă:

— deviaţia fasciculului este direct proporţională cu intensitatea cîmpului de inducţie magnetică $B = \mu H$, cu lungimea l pe care se manifestă cîmpul, cu distanţa D la care se consideră deviaţia;

— deviaţia fasciculului este invers proporţională cu rădăcina pătrată a tensiunii acceleratoare.

c. **Viteza iniţială a electronului face un unghi θ cu direcţia cîmpului magnetic.** Se consideră cazul reprezentat în figura 5.17 în care un electron pătrunde într-un cîmp de inducţie magnetică ale cărui linii de forţă fac un unghi θ cu viteza iniţială a electronului V_0. În punctul O unde pătrunde în cîmp viteza iniţială se descompune în două componente $V_0 \cos \theta$ pe direcţia cîmpului şi $V_0 \sin \theta$ perpendiculară pe această direcţie. Componenta paralelă cu liniile de forţă ale cîmpului nu va fi influenţată de cîmpul magnetic, în schimb cea

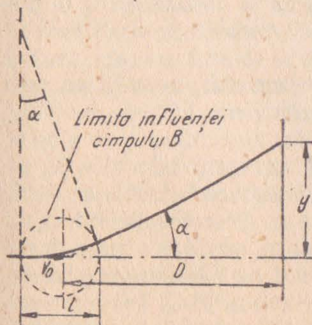
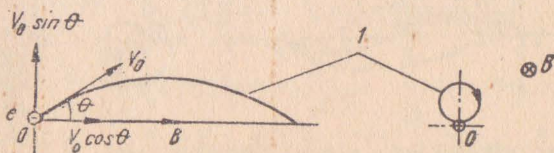


Fig. 5.16. Deviaţia în sensul axei OY măsurată la distanţa D de centrul cîmpului magnetic deviator.

Fig. 5.17. Mişcarea electronului cînd viteza iniţială face un unghi θ cu direcţia cîmpului magnetic.



perpendiculară pe cîmp va fi cauza producerii unei mişcări cu viteza $V_0 \sin \theta$ pe un cerc de rază $r = \frac{m}{eB} V_0 \sin \theta$ al cărui plan este perpendicular pe liniile cîmpului. Această mişcare se va combina cu mişcarea rectilinie cu viteză $V_0 \cos \theta$ şi va rezulta o traiectorie în formă de elice cilindrică. Perioada de rotaţie pe cercul de rază r este:

$$T = \frac{2\pi r}{V_0 \sin \theta}, \tag{5.30}$$

în care înlocuind valoarea lui $r = \frac{m}{eB} V_0 \sin \theta$, se obţine:

$$T = \frac{2\pi m}{eB}, \tag{5.31}$$

din care rezultă că perioada de rotaţie nu depinde de unghiul sub care intră electronul în cîmp. Pasul elicei de mişcare a electronului rezultă din produsul perioadei de rotaţie T şi viteza mişcării rectilinii:

$$p = \frac{2\pi m}{eB} V_0 \cos \theta. \tag{5.32}$$

Situaţia este întîlnită la funcţionarea unor tuburi videocaptatoare. Se consideră un punct P de pe suprafaţa fotocatodului de pe care vor fi emişi electroni avînd viteze iniţiale diferite atît ca direcţii cît şi ca mărime (fig. 5.18). Cu aproximaţie se admite că electronii emişi de punctul P au toţi aceeaşi viteză axială şi diferite viteze transversale. În tuburile menţionate mai sus se urmăreşte să se formeze o „imagine electronică" a punctelor P de pe fotocatod, într-un punct P' situat la o anumită distanţă de P, dreapta PP' fiind paralelă cu direcţia de deplasare a imaginii. Pentru realizarea acestui scop, electronii sînt supuşi acţiunii unui cîmp magnetic uniform B situat axial (paralel cu direcţia deplasării imaginii). Cîmpul B influenţează numai componenta transversală a vitezei electronului determinînd o componentă circulară a mişcării acestora. Traiectoriile rezultate vor fi elicoide de tipul indicat mai sus. Deoarece s-a presupus componenta axială a vitezei aceeaşi pentru toţi electronii, rezultă că toţi electronii emişi la un moment dat de punctul P se găsesc după un timp oarecare la aceeaşi distanţă faţă de acest punct şi deoarece perioada de rotaţie a mişcării circulare nu depinde de componenta transversală rezultă că toate traiectoriile au acelaşi pas al elicoidei.

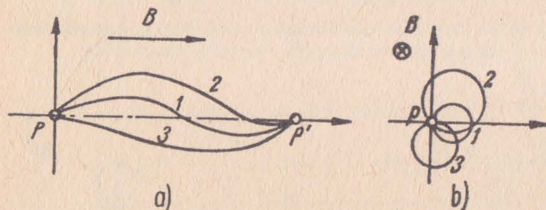


Fig. 5.18. Formarea imaginii electronice a punctului P în P' prin întîlnirea traiectoriilor a trei electroni.

La o distanță egală cu pasul, electronii emiși de punctul P la un moment dat se întîlnesc toți în același punct P' pe generatoarea comună cilindrilor pe care se înscriu traiectoriile.

Punctul P' este imaginea lui P și distanța PP' poate fi denumită distanță focală. În mod asemănător la distanțe multiplii ai distanței focale, adică în punctele P'', P''' etc..., se întîlnesc traiectoriile celor trei electroni.

În situația cînd componenta axială a vitezei electronilor nu este aceeași pentru toți electronii emiși de același punct, punctul de intersecție al traiectoriilor cu axa nu mai este unic și imaginea punctului P nu mai este punctuală, ci se prezintă sub forma unui disc.

Distanța focală se poate varia prin modificarea intensității cîmpului B sau prin variația vitezei V_0 (variind tensiunea de accelerare a electronilor).

3. CREAREA FASCICULULUI DE ELECTRONI

Generarea electronilor se realizează în interiorul tubului unde există un vid înaintat de ordinul unei milionimi de milimetru de mercur, cu ajutorul unui catod și al unui cîmp electric de accelerare. Catodul este constituit dintr-un cilindru metalic închis la o extremitate printr-o bază (fig. 5.19). Metalul de bază este nichelul, care la temperatura de funcționare a catodului nu prezintă proprietăți magnetice. Pe baza-suport a cilindrului există un strat de material cu o bogată emisie de electroni, a cărui suprafață a fost determinată ținînd cont de emisia electronică necesară. Catodul este încălzit indirect de un filament, constituit astfel încît efectul electromagnetic al curentului de încălzire asupra acestuia să fie cît mai slab posibil.

Electronii emiși de catod sînt accelerați de către un cîmp electric. Practic acest cîmp accelerator este aproape totdeauna creat prin combinarea unuia sau mai mulți anozi, în general cilindrici, uneori sub forma unui strat conductor, depus pe pereții tubului și care sînt puși la potențiale pozitive față de catod. Unii anozi sînt prevăzuți cu diafragme care elimină electronii foarte divergenți.

Diferența de potențial dintre anozi și catod dă naștere unui cîmp electric îndreptat în direcția de deplasare a electronilor, sub influența căruia electronii sînt accelerați. De exemplu, pentru o diferență de potențial de 10 kV între catod și electrodul de accelerare, electronul capătă o viteză de 60 000 km/s.

Modularea intensității fasciculului de electroni se obține prin adăugarea în vecinătatea catodului a unui electrod de comandă, care joacă rolul grilei de comandă într-un tub electronic clasic.

Electrodul de comandă este constituit dintr-un cilindru închis la un capăt (fig. 5.20) acoperind catodul de care este izolat. Baza are o diafragmă centrală prin care pot trece electronii care părăsesc catodul sub un unghi suficient de mic în raport cu normala. Diafragma electrodului de comandă concentrează fasciculul

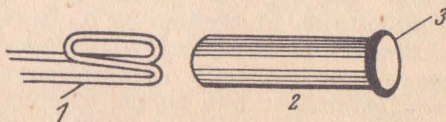


Fig. 5.19. Construcția unui catod încălzit indirect:

1 — filament; 2 — cilindru metalic al catodului; 3 — baza catodului acoperit de materie bogată în emisie termoelectronică.

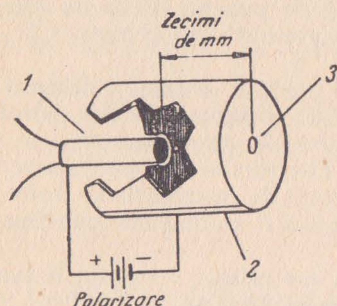


Fig. 5.20. Dispunerea elementelor pentru crearea şi modularea fasciculului de electroni:

1 — catod; *2* — grila de comandă (cilindru Wehnelt); *3* — diafragma grilei de comandă.

de la plecare. În afară de aceasta ea protejează catodul împotriva şocului ionilor pozitivi rezultînd din ionizarea gazului conţinut în interiorul balonului.

Electrodul de comandă, denumit şi „cilindru Wehnelt" şi adesea „grilă", se conectează la un potenţial negativ în raport cu catodul. În funcţie de mărimea acestui potenţial, el frînează şi respinge spre catod un număr mai mare sau mai mic de electroni, determinînd astfel intensitatea fasciculului de electroni.

Caracteristicile care leagă intensitatea curentului de fascicul cu tensiunea electrodului de comandă pentru diferite valori ale tensiunii anodice sînt analoge caracteristicilor curent anodic — tensiune grilă de comandă, pentru diferite tensiuni de anod ale unui tub electronic clasic. Tensiunea grilei de comandă pentru care curentul anodic este nul se numeşte *tensiune de blocare* (ca la tuburile electronice).

4 FOCALIZAREA FASCICULULUI DE ELECTRONI

Un fascicul de electroni este constituit dintr-un mare număr de electroni care posedă sarcini egale de acelaşi semn şi care se resping între ei. Rezultă că fasciculul este divergent. Problema se pune de a concentra într-un punct dat electronii unui fascicul divergent. O astfel de concentrare se obţine cu ajutorul lentilelor electronice. Denumirea a fost dată dispozitivelor de focalizare electronică prin analogie cu lentilele optice clasice.

Este posibil de a obţine o imagine electronică a unui obiect electronic la fel cum se obţine o imagine luminoasă a unui obiect luminos. Problema concentrării electronice constă în a obţine imaginea electronică a unui obiect electronic, care nu este altul decît catodul, sau mai precis catodul virtual.

Traiectoria unui electron care se deplasează într-un cîmp electric sau magnetic depinde de configuraţia acestui cîmp. Este posibil să se realizeze astfel de cîmpuri încît electronii care le parcurg cu viteze sensibil egale şi care constituie iniţial un fascicul divergent cu unghi de deschidere relativ mic să formeze, sub acţiunea cîmpurilor, un fascicul convergent. Mijloacele pentru concentrarea fasciculului se bazează pe acţiunea unui cîmp electric sau pe acţiunea unui cîmp magnetic. Dispozitivele optico-electronice pentru realizarea acestor cîmpuri comportă electrozi fixaţi la potenţial convenabil, magneţi permanenţi sau bobine parcurse de un curent determinat.

În cazul folosirii unui cîmp magnetic se va vorbi de lentile electromagnetice sau magnetice, iar în cazul unui cîmp electric de lentile electrostatice.

Studiul proprietăţilor lentilelor electronice poate fi efectuat în două etape:

— la început se determină distribuţia liniilor de cîmp în absenţa fasciculului electronic;

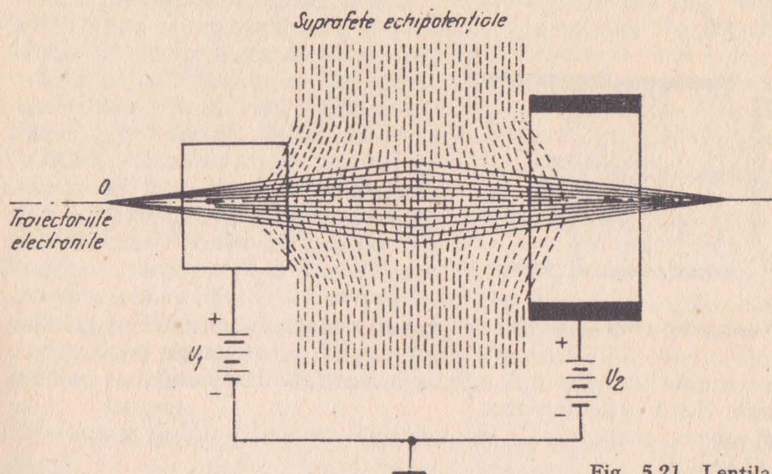


Fig. 5.21. Lentila electrostatică.

— apoi se determină traiectoriile electronilor izolați supuși acțiunii acestui cîmp.

Metoda este valabilă dacă se admite că prezența fasciculului electronic nu are efect sensibil asupra cîmpului produs. Se neglijează deci efectul de respingere mutuală a electronilor care formează fasciculul.

Se neglijează, de asemenea, forțele magnetice pe care le exercită în mișcare electronii unii asupra altora.

a. **Lentila electrostatică**. Aceasta poate fi obținută așezînd doi cilindri coaxiali de diametre diferite sau nu, la potențiale diferite U_1 și U_2. Suprafețele echipotențiale, curbele indicate punctat pe figura 5.21, constituie o lentilă electrostatică. Echivalentul în optica luminoasă a unei astfel de lentile va fi obținut printr-o infinitate de lentile infim de subțiri, avînd forma suprafețelor echipotențiale. Prin numeroase studii teoretice s-au determinat traiectoriile electronilor într-o astfel de lentilă. Aceste studii au fost făcute pentru dispozitive care admit o axă de simetrie de rotație și care se numesc sisteme centrate în sensul opticii geometrice. De altfel, aceste studii s-au limitat la razele centrale, adică traiectoriile electronilor vecine axei.

În fiecare tub electronic se găsesc totdeauna două lentile electronice. Prima este constituită de electrodul de comandă sau cilindrul Wehnelt și electrodul cel mai învecinat acestuia, fixați la un potențial pozitiv în raport cu catodul și care se numește, în funcție de construcție, anod, primul anod, sau electrod de accelerare.

În afară de rolul de a accelera electronii emiși de catod, această lentilă focalizează electronii ieșiți prin grilă într-un punct denumit „catod virtual" sau punct de primă convergență.

A doua lentilă are scopul de a forma imaginea catodului virtual pe electrodul fotosensibil al tubului videocaptor sau pe ecranul luminiscent în tuburile videoreproducătoare.

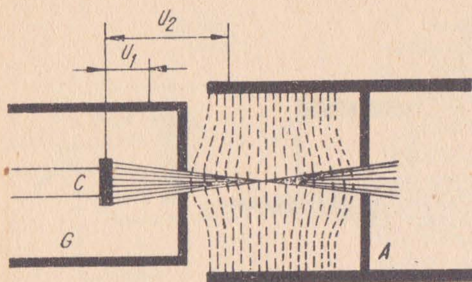


Fig. 5.22. Lentila electrostatică formată din grila de comandă G (cilindru Wehnelt) și anodul A.

Este important de studiat mecanismul de funcționare a primei lentile. În general se poate spune că lentila comportă doi electrozi avînd fiecare o deschidere circulară, toată executată din părți tubulare (fig. 5.22). În această figură se arată catodul C al cărui potențial poate fi luat ca origine a potențialelor. În aceste condiții, potențialul electrodului de comandă va fi U_1 (pozitiv sau negativ) în timp ce potențialul anodului raportat totdeauna la potențialul catodului va fi U_2 (totdeauna pozitiv).

Acțiunea electrodului de comandă asupra intensității fasciculului se explică prin următoarele două considerente:

— acționînd asupra tensiunii U_1, se modifică efectele sarcinii spațiale în vecinătatea catodului;

— cînd tensiunea U_1 devine din ce în ce mai negativă, porțiunea emisivă a catodului se reduce progresiv. În adevăr, suprafața catodică supusă acțiunii unui cîmp nu se opune plecării electronilor care participă la emisiunea electronică. Figura 5.23 ilustrează fenomenul arătînd alura suprafețelor echipotențiale în vecinătatea catodului pentru diverse valori ale lui U_1; partea emisivă utilă (disc de diametru xy) este clar indicată.

Se vede pe figurile 5.23, *a* și 5.23, *b* că în apropierea catodului, potențialul este pozitiv, deoarece efectul electrodului de accelerare pozitiv este predominant în raport cu negativarea grilei. Emisiunea termoelectronică poate deci avea loc în interiorul discului de diametru xy; în exteriorul acestui disc, potențialul este negativ, și deci nu este emisiune.

Liniile acestui disc nu sînt bine definite, deoarece electronii emiși au o viteză inițială care poate învinge acțiunea de frînare a cîmpului. Cum potențialul electrodului de comandă variază, se poate ca el să devină suficient de negativ pentru ca diametrul xy al discului să se reducă la zero. În acest moment toată emisiunea este suprimată, iar tensiunea aplicată pe grila de comandă se numește în acest caz tensiune de blocare (fig. 5.23, *c*).

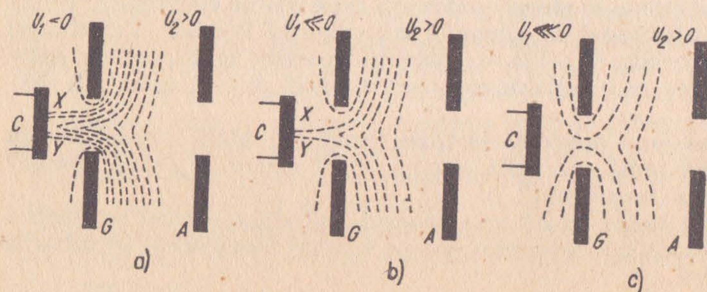


Fig. 5.23. Mecanismul modulării fasciculului.

Se remarcă imediat că dacă se modifică tensiunea U_1, variază curentul catodului, dar se modifică și focalizarea fasciculului. Dacă se urmărește fasciculul pe electrodul fotosensibil al tubului camerei de luat vederi sau pe ecranul tubului videoreproducător, vom constata că prin reglarea intensității fasciculului putem varia dimensiunile spotului (analizor sau reproducător). Pentru a evita acest efect supărător și a conserva un spot fin și uniform (neinfluențat de tensiunea de comandă) pe electrodul fotosensibil al tubului videocaptor sau pe ecranul tubului videoreproducător se preferă formarea imaginii unei deschideri circulare de diametru redus, plasată după grilă și pusă la un potențial pozitiv constant. Dacă în acest caz se variază tensiunea de comandă, imaginea electronică a acestei deschideri nu se modifică, astfel că se obține un spot de densitate variabilă, dar de dimensiuni fixe.

În baza celor arătate pînă acum, se poate înțelege construcția unui tun electronic. Prin tun electronic se înțelege ansamblul electrozilor destinați să genereze un fascicul de electroni de intensitate reglabilă și mai mult sau mai puțin focalizați.

În figura 5.24, *a* este reprezentat cel mai simplu tun electronic. Datorită simplității sale apare defectul interdependenței reglării intensității fasciculului și a focalizării. Într-adevăr, dacă se schimbă tensiunea primului anod pentru a corija focalizarea, rezultă imediat o variație a debitului de electroni. Aceasta a condus la tunul din figura 5. 24, *b*, unde acest inconvenient major este eliminat deoarece intensitatea este reglată prin tensiunea electrodului de comandă, iar focalizarea prin tensiunea anodului al 2-lea.

Deoarece tensiunea necesară pentru focalizare este destul de ridicată (în jur de 1/5 din tensiunea ultimului anod), se preferă tunul din figura 5. 24, *c*. Construcția și dimensiunile elementelor sînt astfel alese încît să poată foarte ușor focaliza fasciculul, acționînd asupra tensiunii anodului de focalizare. Aceste tensiuni pot avea valori foarte scăzute.

b. **Lentila electromagnetică sau magnetică.** Concentrarea unui fascicul de electroni poate fi obținută prin acțiunea unui cîmp magnetic asupra acestui fascicul. Acest cîmp poate fi creat de un dispozitiv electromagnetic sau de un dispozitiv cu magnet permanent.

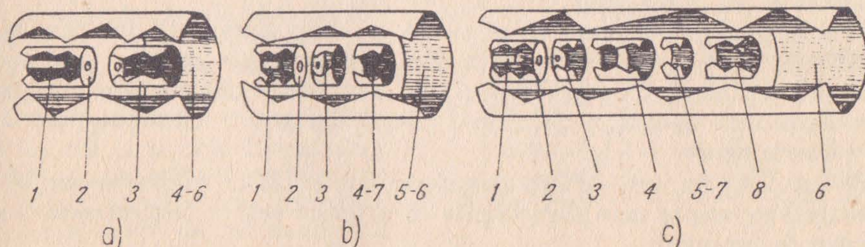


Fig. 5.24. Cîteva tunuri electronice cu una sau două lentile electrostatice:

1 — catod; *2* — grilă de comandă sau cilindru Wehnelt; *3* — primul anod; *4* — al doilea anod; *5* — al treilea anod; *6* — strat conductor pe peretele gîtului; *7* — anod de focalizare; *8* — al patrulea anod.

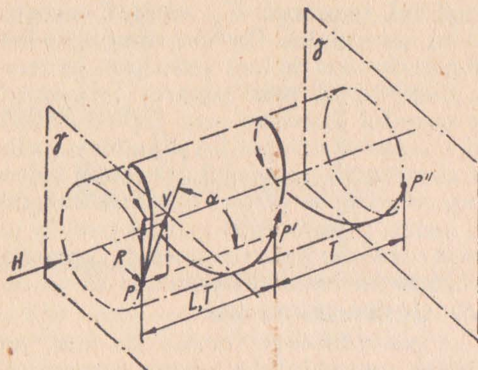


Fig. 5.25. Traiectoria descrisă de un electron care în P are un vector-viteză $\vec{V}$ și care suferă plecînd din acest punct influența unui cîmp magnetic $\vec{H}$ uniform, între două plane γ și δ.

Se consideră un fascicul subțire de electroni delimitat prin două plane γ și δ (fig. 5.25) în care acționează un cîmp magnetic H uniform, paralel cu direcția fasciculului și perpendicular pe aceste planuri. Se cunoaște că diferiți electroni ai fasciculului formează cu axa fasciculului unghiuri diferite și că vitezele lor nu sînt riguros aceleași. Se consideră în particular unul din acești electroni. Vectorul vitezei se poate descompune într-o componentă paralelă și o alta perpendiculară pe cîmpul magnetic, ambele situate într-un plan format din vectorul viteză considerat și o dreaptă paralelă cu cîmpul magnetic. Cîmpul acționează numai asupra componentei perpendiculare (v. relația *5.24*). Dacă prima componentă ar fi nulă, electronul ar descrie o traiectorie circulară situată într-un plan perpendicular pe cîmp. Dacă a doua componentă ar fi nulă, electronul nu ar fi deviat de cîmp și s-ar deplasa perfect linear. Cum în realitate ambele componente sînt nenule, se obține ca traiectorie a electronului o elice descrisă într-o perioadă T pe un cilindru de rază R a cărui axă este paralelă cu cîmpul magnetic. Lungimea parcursă în direcția cîmpului magnetic dată de relația $L = TV \cos\alpha$ arată că la sfîrșitul timpului T (constant pentru toți electronii care se găseau în punctul P) toți electronii se vor regăsi într-un același punct P', cu condiția ca produsul $V \cos\alpha$ pentru fiecare electron să fie o constantă. Aceasta arată că există o serie de puncte P', P'',... în care toți electronii emiși dintr-un punct P se vor reîntîlni. Cu alte cuvinte în punctele P', P'' etc. apare imaginea virtuală a punctului P. Dacă punctul P reprezintă orificiul electrodului de comandă, atunci în punctele P'. P'' ... fasciculul de electroni va fi focalizat.

Pînă în prezent s-a presupus că există un cîmp uniform pe tot parcursul electronilor și că fasciculul era supus unui cîmp magnetic uniform, pe o mare lungime, obținut de exemplu în interiorul unei lentile electromagnetice lungi constituită de o bobină lungă. Aceste proprietăți pot fi folosite în unele tuburi videocaptoare.

Se vor examina acum cîteva proprietăți ale lentilelor magnetice sau electromagnetice scurte care sînt folosite în practică pentru concentrarea unui fascicul de electroni.

În bobinele lungi, numai cîmpul magnetic longitudinal este de luat în considerare; în cazul lentilelor scurte există simultan o componentă radială și o componentă axială sau longitudinală.

Din studiul mișcării electronului în cîmp magnetic și considerînd traiectoriile electronilor apropiate de axă și puțin înclinate față de aceasta, se obține inversul distanței focale:

$$\frac{1}{f} = \frac{e}{8\,U_a\,m}\int_{-\infty}^{+\infty} B^2(z)\,dz, \qquad (5.33)$$

în care: f este distanța focală a lentilei;
e — sarcina electronului;
m — masa electronului;
U_i — potențialul de accelerare;
$B(z)$ — componenta axială a inducției magnetice;
z — distanța punctului considerat pe axă.

Pe baza relației (5.33) se pot face următoarele observații:

— raportul $\frac{e}{m}$ apare explicit în relația (5.33), de aceea ionii vor avea cu totul altă distanță focală decît electronii;

— distanța focală este dependentă de tensiunea de accelerare, fapt dezavantajos, deoarece stabilizarea tensiunii de accelerare în raport cu variația curentului de fascicul este în general dificilă și se evită. De aceea apare o interdependență a focalizării și a reglării intensității.

În figura 5.26 este reprezentată schematic o bobină de focalizare cu cîmp magnetic scurt. Pentru o mai convenabilă distribuție a cîmpului magnetic, bobina este înconjurată de un miez magnetic inelar, cu întrefier. În interior apare un cîmp magnetic uniform.

Sub acțiunea acestui cîmp, electronii fasciculului divergent se găsesc supuși unei forțe transversale și unei forțe radiale care îi obligă să se învîrtească în elice pe cilindri de raze din ce în ce mai mici și care se apropie de axă. Altfel spus, acești electroni se înfășoară ca pe niște fuse al căror vîrf comun este 0′ astfel încît fasciculul să nu fie prea divergent.

Acest punct de focalizare va putea fi deplasat fie modificînd poziția lentilei, fie făcînd să varieze printr-un potențiometru valoarea curentului continuu care

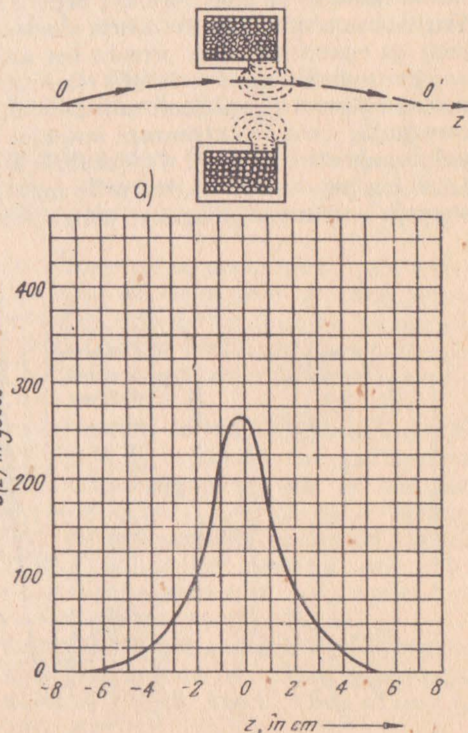


Fig. 5.26. Lentile electromagnetice:

a — reprezentarea schematică; *b* — curba indicînd $B(z)$ în funcție de z pentru un dispozitiv de tipul celui schematizat în *a*.

trece prin bobină, sau modificînd printr-un dispozitiv potrivit (de exemplu un șunt magnetic) valoarea sau configurația cîmpului.

Datorită consumului ridicat de curent și prețului de cost crescut, dispozitivele de focalizare electromagnetică au cedat locul magneților permanenți.

Se pot distinge două categorii de magneți permanenți, după cum materialele folosite sînt din categoria materialelor feromagnetice sau din familia magneto-ceramice. Datorită proprietăților avantajoase, se preferă magneții ceramici.

În figura 5.27, *a* se prezintă o modalitate de realizare a lentilei de focalizare cu 2 magneți ceramici. Prin utilizarea a doi magneți se obține un cîmp magnetic de focalizare puternic, iar cîmpul de scăpări este puțin important. În curbele din figura 5.27, *b* sînt arătate variațiile inducției magnetice pe axa de simetrie a magneților inelari, pentru diferite distanțe dintre magneți. Se remarcă posibilitatea de reglare a intensității inducției — deci a distanței focale — prin modificarea distanței dintre cei doi magneți.

c. **Defecte ale lentilelor electronice de concentrare.** Contrar unor fapte admise pînă aici, electronii unui fascicul electronic, emis de o sursă punctiformă, nu se reunesc în mod riguros, pentru a forma o imagine punctuală a sursei. Stigmatismul prevăzut de teoria elementară anterioară nu este niciodată realizat cu exactitate și ca urmare vor apărea anumite defecte (aberații).

Se vor studia aceste aberații reamintindu-se că s-a admis, în prima aproximație, că pentru toți electronii fasciculului divergent produsul $V \cos \alpha$ este o constantă, ceea ce antrenează automat că L (distanța parcursă în sensul cîmpului magnetic) va fi tot o constantă. De asemenea, s-a admis că sursa de electroni era punctuală. Or, lucrurile nu stau chiar așa; variația lui V dă loc la aberații cromatice (denumite astfel prin asemănarea cu lentilele optice), așa

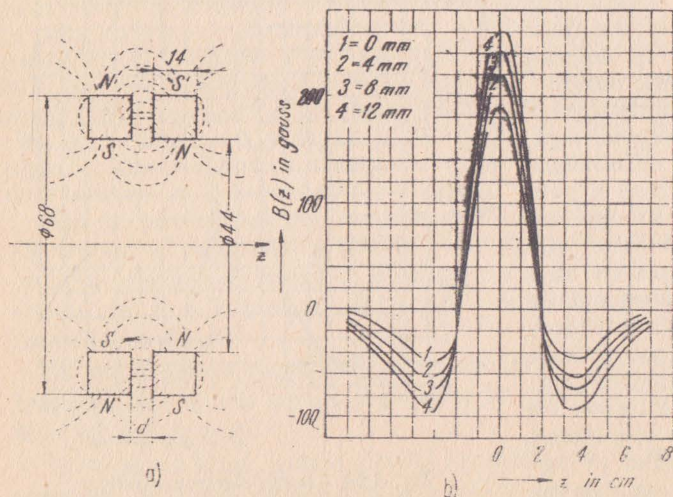


Fig. 5.27. Lentilă magnetică folosind două inele magnetizate radial și montate în opoziție:

a — planul părților principale (cotele, in mm); *b* — curbele de variație ale inducției magnetice $B(z)$ în funcție de z pentru diferite valori ale lui d

precum variația lui cos α asupra dimensiunilor finite ale sursei provoacă aberații de-al treilea ordin.

a) *Aberația cromatică.* În optica clasică ea se introduce deoarece indicele de refracție a unei substanțe refringente variază totdeauna mai mult sau mai puțin cu frecvența (în alți termeni, viteza de propagare a razelor luminoase într-o substanță refringentă depinde de culoarea acestor raze luminoase), astfel că imaginea unui punct luminos își schimbă poziția după culoarea razelor luminoase incidente.

Rezultă o irizare a imaginilor obținute în lumină nemonocromatică, defect care trebuie atenuat prin diverse procedee.

În optica electronică, aberația cromatică se datorează faptului că electronii pleacă de la catod cu o distribuție a vitezelor determinată de agitația termică, contrar ipotezei noastre inițiale, care admite că electronii ies toți de la catod cu o viteză neglijabilă.

Cum aceste viteze inițiale sînt reduse, corespunzătoare la energii de cîtiva electroni-volți, în timp ce tensiunea de accelerare a electronilor este în mod normal de cîtiva kilovolți, se poate admite că toți electronii au sensibil aceeași energie și aceeași viteză și că în consecință, aberațiile cromatice sînt foarte slabe.

Aceasta este foarte bine deoarece în optica electronică, așa cum se va vedea, este imposibil de a corecta aberația cromatică, distanța focală crescînd totdeauna cu energia electronilor.

În adevăr, dependența distanței focale în raport cu tensiunea de accelerare adică df/dU este totdeauna pozitivă. Calculul se efectuează simplu, considerînd formulele care dau distanța focală a lentilelor electrostatice și magnetice scurte.

În optica clasică, din contra, aberația cromatică se poate corija prin combinații de lentile ale căror sticle au proprietăți de dispersie convenabil alese.

Din acest punct de vedere, optica electronică este deci mai puțin favorizată decît optica luminoasă, dar din fericire se pot obține destul de ușor fascicule monocromatice aproape pure, astfel că aberația cromatică este practic eliminată.

Examinînd aberațiile cromatice care pot rezulta dintr-o diferență de viteză inițială a electronilor, se constată că tensiunea de accelerare nu este în mod riguros constantă și poate deci să rezulte o aberație cromatică. În lentilele electrostatice se poate, mulțumită unor potențiometri adecvați, să se varieze tensiunile aplicate lentilelor, proporțional cu tensiunea de accelerare, astfel ca să se compenseze defectul și să se evite în consecință aberația cromatică. Nu este același lucru pentru lentilele magnetice, pentru care o aceeași variație bruscă a potențialului accelerator face să varieze distanța focală.

b) *Aberația de sfericitate (sferică).* O lentilă prezintă aberație sferică, atunci cînd focarul său este diferit pentru electronii fasciculului în funcție de distanța față de centru a punctului în care traversează lentila. Acest defect se manifestă printr-un halo în jurul spotului analizor.

c) *Coma.* Se obține în acest caz o imagine în formă de cometă (coma). Axul cometei este în planul meridian care conține obiectul pentru o lentilă electrostatică unică. Pentru lentile magnetice există „coma anizotropă", defect

care poate, de asemenea, să provină dintr-un rău centraj al lentilei în raport cu fasciculul electronic.

d) *Astigmatism.* Se manifestă totdeauna cînd obiectul este depărtat de ax chiar cînd deschiderea este mică.

Pentru lentilele electrostatice se demonstrează că razele care formează un snop de electroni se sprijină pe două zone subțiate, definind una un focar moderat situat într-un plan meridian, cealaltă un focar tangențial normal la acest plan.

Aceste fenomene sînt bine cunoscute în optică, ele constituind astigmatismul. Pentru lentilele magnetice sau electromagnetice, ansamblul de raze este răsucit de cîmpul magnetic. Focarele continuînd să existe, nu mai au o dispunere atît de simplă. Există atunci astigmatism anizotrop special întîlnit în optica electronică.

C. TUBURI VIDEOREPRODUCĂTOARE

Tubul videoreproducător — vorbind în ordinea parcurgerii de către semnale a elementelor lanțului de televiziune — este ultimul element al canalului de imagine, cel care transformă semnalele electrice în imagini vizibile.

Tubul videoreproducător are patru părți componente: balonul, ecranul luminescent, tunul electronic și sistemul de deflexie (fig. 5.28). Se vor studia pe rînd aceste părți constitutive.

1. BALONUL

Primele tuburi au avut dimensiuni reduse și prezentau un ecran rotund. O dată cu dezvoltarea televiziunii, aceste ecrane s-au mărit și au trecut progresiv la o formă dreptunghiulară mai mult sau mai puțin perfectă, astfel încît să fie folosită la maximum suprafața ecranului pentru reproducerea imaginii, ajungîndu-se la formatul standardizat 4/3 (fig. 5.29). În prezent, majoritatea tuburilor videoreproducătoare au ecranul dreptunghiular arătat în figura 5.29.

O evoluție se manifestă, de asemenea și la unghiul de deschidere a conului, adică unghiul dintre vîrfurile părții conice a tubului, măsurat în planul diagonal al ecranului. Acest unghi pornind de la 50° a crescut la 70°, 90° atingînd astăzi 110° și 114°. Tubul cu unghi de deschidere mare are avantajul că la suprafață de ecran egală, lungimea tubului este mai mică, și acest fapt ajută constructorii de televizoare pentru a micșora adîncimea casetei televizoarelor.

Această nouă tendință în tehnica fabricării tuburilor videoreproducătoare impune precauții speciale (ca, de exemplu, mărirea grosimii sticlei) pentru a diminua creșterea fragilității.

Tubul realizat din sticlă și uneori parțial din metal este vidat pentru a permite mișcarea electronilor.

O mare dificultate întîlnită în executarea convenabilă a acestei piese constă în cerințele impuse: rezistență la strivire prin presiune atmosferică, ecran

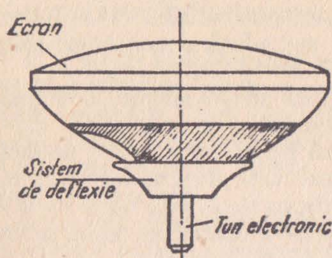
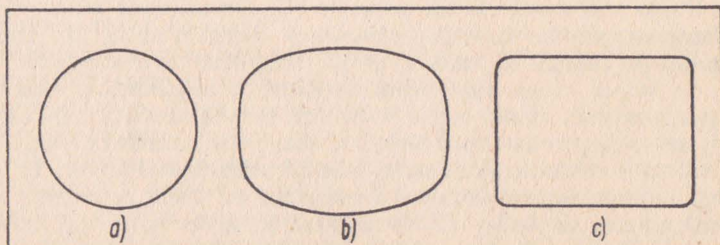


Fig. 5.28. Forma generală și părțile componente ale unui tub videoreproducător.

Fig. 5.29. Evoluția formei ecranului:

a — ecran rotund; b — ecran aproape dreptunghiular; c — ecran dreptunghiular.



transparent (sticlă), comportare bună la încălzirea și la răcirea impusă la fabricarea ecranului fosforescent.

Ecranul, tubul și gîtul conținînd tunul electronic sînt sudate împreună, astfel ca să formeze incinta tubului. Această sudură se poate efectua la cald, la punctele de îmbinare (fig. 5.30).

Ecranul are forma unei cuve cu pereții groși, al cărei fund a fost lucrat deosebit de îngrijit din punct de vedere optic. Fundul cuvei constituie ecranul fosforescent pe care se va forma imaginea la recepție și trebuie astfel realizat încît să nu deformeze această reproducere.

Tubul asigură legătura între ecran și gîtul în care este dispus tunul electronic. Acesta trebuie să prezinte rezistență la presiune și la variații de temperatură. În peretele tubului este sudată piesa metalică, care va permite conectarea foartei înalte tensiuni pe învelișul conductor interior al tubului.

Tunul electronic este dispus într-un gît, care are forma unui cilindru evazat la o extremitate. Este destinat realizării și modulării fasciculului de electroni.

Tubul videoreproducător din sticlă are avantajul că permite formarea unei capacități de filtraj pentru foarte înalta tensiune. Ca inconvenient prezintă o fra-

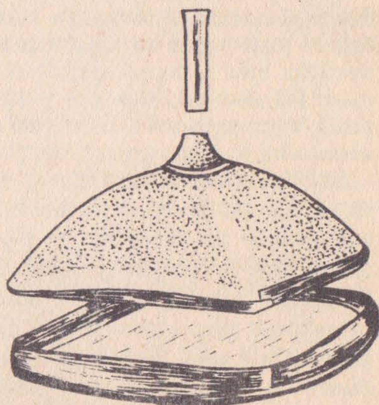


Fig. 5.30. Tub videoreproducător din sticlă înainte de asamblare.

gilitate și o greutate mai mare; problema este cu atît mai critică cu cît tubul are un unghi de deflexie maxim mai mare și o suprafață a ecranului mai dreptunghiulară.

Tubul videoreproducător sticlă-metal prezintă ca inconvenient principal faptul că tubul metalic este pus la foarte înaltă tensiune, de unde apare dificultatea de izolare în raport cu masa și pericolul pentru depanator atunci cînd lucrează. De asemenea, trebuie arătat că executarea unei suduri etanșe, care să conserve bine vidul în tub, este destul de delicată. Aceste două inconveniente au făcut ca să fie abandonat tubul videoreproducător de construcție sticlă-metal.

Statisticile arată că mai puțin de 1% din tuburile videoreproducătoare neautoprotejate în serviciu implodează datorită uneia din următoarele cauze: defect de fabricație, montaj greșit, fragilitate excesivă etc.

Se spune că un tub videoreproducător implodează, atunci cînd tubul se sparge într-un număr mare de bucăți, care în absența unui dispozitiv de securitate se disperseazā mai mult sau mai puțin, urmînd o elipsă alungită a cărei axă mare coincide cu aceea a tubului videoreproducător. În scopul de a proteja telespectatorul împotriva bucăților de sticlă proiectate la implozie, este necesar un dispozitiv de securitate. În acest scop sînt posibile numeroase soluții. Ecranul de protecție transparent a fost mult timp singura soluție folosită, ea constînd din dispunerea în fața tubului videoreproducător a unui al doilea ecran de protecție transparent de formă plană, sferică sau cilindrică. Acest ecran al cărui material este fie din sticlă securit, fie dintr-un material plastic (plexiglas, polistiren, policarbonat, acetabutirat de celuloză etc.), trebuie să răspundă unor norme de securitate. Inconvenientul soluției constă în montarea separată a tubului videoreproducător și a ecranului său de protecție și ca urmare apare pericolul unor reflexii multiple datorate introducerii unei suprafețe suplimentare între telespectator și tubul videoreproducător și lipsa protecției tubului videoreproducător în timpul manipulării.

Pentru a evita asemenea inconveniente și în special pentru a proteja partea din față contra zgîrieturilor care pot micșora rezistența tubului, s-au realizat tuburi videoreproducătoare cu ecran protector mulat. Acest tub videoreproducător este compus dintr-un tub normal de sticlă și o piesă mulată din material plastic acoperind perfect fața dinainte a tubului de sticlă. Această piesă este prevăzută la colțuri cu niște urechi, care permit un montaj ușor al tubului videoreproducător pe șasiul televizorului.

Studiul cinematografic cu încetinitorul al fenomenului imploziei arată că efectiv bucățile părții din față pleacă spre înapoi, dar sînt repede respinse de bucățile de sticlă și alte părți ale tubului provenind din partea dinapoi. Acest fapt a condus la ideea menținerii pe loc în cazul imploziei a tuturor bucăților tubului, datorită aderenței foarte puternice realizată între tubul propriu-zis și un corset elastic din poliester care se mulează complet pe acesta. Se constată ușor că această soluție înlătură suprafața reflectantă și din acest punct de vedere este mai bună ca soluția precedentă. În afară de aceasta, în caz de implozie, corsetul plastic împiedică bucățile de sticlă de a deteriora alte părți ale televizorului.

2. ECRANUL TUBULUI VIDEOREPRODUCĂTOR

a. **Pulberi fosforescente pentru ecranul tubului videoreproducător.** Conform recomandațiilor internaționale prin fluorescență se înțelege luminescența care încetează la un timp foarte scurt după excitație (de ordinul 10^{-8} s), iar prin fosforescență, luminescența care persistă un timp apreciabil după excitație (mai mare de 10^{-8} s), acest termen fiind rezervat în general unei luminescențe vizibile.

Deoarece timpul de 10^{-8} s nu este în mod evident perceput de ochi, pentru a califica pulberile ecranelor de televiziune s-a convenit la acceptarea cuvîntului fosforescent.

Pulberea fosforescentă se compune dintr-un element de bază și dintr-o doză slabă de impurități, denumite activatoare. Importantă este natura și doza acestei impurități care dă culoarea luminescenței.

Culoarea luminii emise de ecran depinde bineînțeles de deosebirea dintre pulberile fosforescente folosite. Pentru tuburile destinate reproducerii imaginilor de televiziune în alb-negru se cere substanțelor fosforescente care formează ecranul să radieze o lumină destul de albă. Albul este obținut, în general, prin amestecul a două substanțe, una dînd o lumină alb-albastră, cealaltă o lumină galbenă. De menționat că natura pulberii diferă de asemenea după cum va fi folosită într-un tub cinescop sau într-unul de proiecție. În primul caz se vor folosi sulfurile, datorită marii lor intensități de radiație. În al doilea caz se vor folosi mai mult silicați, care reprezintă o mai bună rezistență la bombardament.

Emisiunea de lumină a unei pulberi fosforescente nu încetează o dată cu dispariția bombardamentului electronic care i-a dat naștere; ea continuă încă, descrescînd într-un anumit timp. Pînă la dispariție, această emisiune poate fi de aceeași tentă cu cea inițială sau de tentă diferită. Timpul cît durează această fosforescență și este percepută de ochiul omenesc se numește persistență sau postluminescență.

Pulberile fosforescente pot fi clasificate în trei categorii, în funcție de persistența lor: scurtă, medie și lungă persistență, fără a se fixa totuși limite bine definite între aceste clase.

O persistență mai mare de 20 milisecunde este jenantă, deoarece lumina provenind de la o primă excitație electronică într-un anumit loc nu va dispărea complet cînd se va prezenta a doua excitație; va rezulta deci pentru un obiect mobil o trenă pe ecran.

Un factor important pentru estimarea proprietăților ecranului unui tub videoreproducător este valoarea maximă a raportului dintre strălucirea punctului cel mai strălucitor și a punctului cel mai întunecat al imaginii. De acest raport depinde obținerea unui contrast satisfăcător pentru tubul considerat.

Creșterea contrastului se poate realiza:

— fie mărind strălucirea punctului cel mai luminat;
— fie scăzînd pe cea a punctului cel mai întunecat.

Se va arăta ce contribuie într-un tub normal la reducerea contrastului. Cînd fasciculul electronic lovește ecranul, lumina produsă de acest bombar-

dament este emisă în toate direcțiile: aproximativ 50% înainte (lumină utilă) și aproximativ 50% înapoia acestui ecran. Aceasta din urmă nu numai că se pierde, dar devine supărătoare, deoarece ea creează prin reflexie pe fața interioară a tubului o iluminare a ecranului, care mărește strălucirea detaliilor întunecate. Faptul că ecranul este o porțiune de sferă sau de cilindru permite ca un punct supus bombardamentului să ilumineze direct toate celelalte puncte ale ecranului.

Un remediu eficace împotriva acestor două prime surse de defecte a fost găsit în aluminizarea ecranului. Acest procedeu constă în a forma înapoia ecranului o oglindă reflectoare dintr-un strat foarte subțire de aluminiu, care reflectă lumina emisă de pulberea fosforescentă, de unde rezultă un cîștig de strălucire pentru punctele cele mai luminate (în jur de 100%). Mai mult, deoarece ecranul reflector este opac la lumină, părțile interioare ale tubului nu vor mai fi luminate. Vor fi deci condițiile îndeplinite pentru îmbunătățirea contrastului. Procedeul poartă denumirea de *aluminizare* deoarece metalul vaporizat este aluminiul. Acest metal a fost ales datorită coeficientului de reflexie ridicat, marii sale conductibilități, care-i permite să conducă ușor curentul de fascicul, slabei legături atomice care-i permite să nu opună rezistență apreciabilă trecerii electronilor, evaporării ușoare în vid. Stratul de aluminiu constituie deci ecranul reflector care întoarce către înainte lumina emisă de stratul fosforescent excitat, ceea ce mărește randamentul luminos al ecranului tubului videoreproducător.

b. **Potențialul de ecran și emisiunea secundară.** Sub acțiunea bombardamentului electronic, anumiți electroni pot fi smulși din atomii lor (emisiune secundară). Acest fenomen se produce în cazul bombardării stratului fosforescent de către fasciculul electronic emis de tunul electronic al tubului videoreproducător. Acest proces este important deoarece de el depinde potențialul care se dă ecranului fosforescent.

Dacă se reprezintă prin σ raportul între numărul de electroni secundari emiși și numărul de electroni incidenți, acest raport va varia pentru un material dat în funcție de natura materialului și de energia electronilor primari, urmînd o curbă reprezentată în figura 5. 31. Se remarcă pe această curbă două valori particulare ale tensiunii de accelerare pentru care $\sigma = 1$ și între aceste două valori acelea pentru care σ trece printr-un maxim. Această ultimă valoare, U_3, depinde de natura materialului și de metodele folosite pentru depunerea sa. Dacă tensiunea de accelerare este cuprinsă între două valori pentru care $\sigma = 1$, valoarea corespunzătoare lui σ este superioară unității; fiecărui electron incident îi corespund numeroși electroni secundari; adică, dacă inițial ecranul era negativ în raport cu anodul de accelerare, această diferență de potențial va tinde să scadă. Electronii secundari, care la început reveneau pe anodul de accelerare, nu-l mai ating cînd această diferență de potențial va deveni suficient de mică și ei se întorc către stratul fosforescent. Curentul de electroni secundari către anod este atunci mai slab decît curentul de electroni primari către ecran.

Echilibrul se va obține pentru o tensiune de ecran la care va corespunde o egalitate a curenților primari și secundari. Această tensiune corespunde la un ecran ușor negativ în raport cu anodul. Dacă potențialul de accelerare

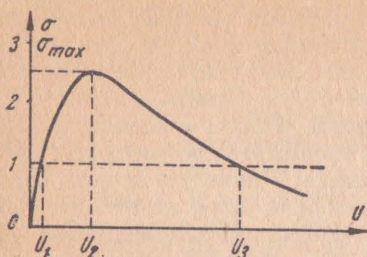


Fig. 5.31. Variația factorului de emisie secundară σ a unui material solid în funcție de tensiunea de accelerare primară.

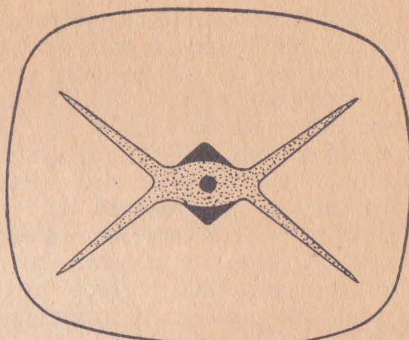


Fig. 5.32. Ecran de televiziune prezentînd zone de ardere prin ionii pozitivi.

este superior potențialului cel mai ridicat pentru care factorul de emisiune secundară este egal cu 1, comportarea este cu totul diferită.

Sarcina negativă a ecranului în raport cu anodul va crește întotdeauna ($\sigma < 1$), astfel încît electronii lovesc ecranul cu o energie mai slabă ca aceea corespunzătoare tensiunii de accelerare (luminozitate mai slabă). Mai mult, electronii secundari, în afara întoarcerii lor către anod, vor fi accelerați suficient pentru a provoca ionizarea atomilor gazului rezidual. Acești ioni vor fi la rîndul lor accelerați către ecran și aici vor forma o zonă mai întunecată (fig. 5. 32), denumită ardere de ecran.

Să vedem ce anume determină grosimea stratului fosforescent. Datorită vitezei lor, electronii pătrund în interiorul stratului fosforescent la o anumită adîncime. Dacă se mărește energia fasciculului incident crescînd tensiunea de accelerare, se va favoriza creșterea energiei luminoase a materialului, prin creșterea numărului șocurilor dintre electronii incidenți și atomi, creștere datorită mai mult pătrunderii profunde a electronilor decît unei simple creșteri a numărului electronilor secundari.

Dacă grosimea stratului este foarte mică, electronii o traversează și pot lovi sticla, ceea ce micșorează randamentul luminos, deoarece electronii sînt pierduți din punctul de vedere al excitației fosforului.

Dacă grosimea depunerii este foarte mare, electronii fasciculului sînt folosiți la maximum din punctul de vedere al ciocnirilor, dar lumina produsă este filtrată de grosimea prea mare a ecranului și din nou se pierde din eficacitatea ecranului. Ecranul unui tub videoreproducător este constituit dintr-o serie de granule fosforescente de grosime variabilă suprapuse și lăsînd între ele spații libere, astfel că electronii fasciculului care-l lovesc pot să întîlnească fie granule de pulbere, fie spații libere. Eficacitatea unui fascicul va depinde deci de densitatea și uniformitatea stratului de pulbere pe care-l va întîlni în traiectoria sa.

Toate acestea arată că grosimea ecranului trebuie să fie aleasă în funcţie de condiţiile de folosire, care, pentru un tub videoreproducător, sînt: tensiunea de accelerare şi dimensiunile ecranului.

c. **Arderea ecranului**. Dacă nu se ia nici o precauţie specială, la folosirea unui tub videoreproducător cu deflexie electromagnetică, se constată la sfîrşitul cîtorva luni de funcţionare apariţia unei pete întunecate în centrul ecranului. Diametrul acestui defect şi opacitatea sînt variabile; aceste două caracteristici se agravează în decursul timpului. Pentru a analiza cauzele acestui fenomen trebuie să examinăm incinta tubului videoreproducător unde există un vid foarte înaintat, dar unde subsistă încă molecule de gaz. Unele din aceste molecule se găsesc în drumul electronilor, dînd naştere prin şoc la ioni, atît pozitivi cît şi negativi. În cazul deflexiei electromagnetice, acţiunea cîmpului magnetic este proporţională cu raportul $\frac{e}{m}$ (vezi relaţia 5. 33). Deoarece un ion de hidrogen în cazul cel mai favorabil cîntăreşte de aproximativ 2 000 de ori mai mult decît un electron, rezultă că deflexia unui ion negativ va fi cu mult mai grea decît aceea a unui electron în acelaşi cîmp.

Pentru acelaşi motiv, focalizarea magnetică a ionilor negativi va fi mai grea decît aceea a electronilor. Se vede deci că în cazul unei deflexii magnetice, ionii negativi vor lovi ecranul practic în aceeaşi zonă, ceea ce are ca urmare arderea acestuia.

Au fost folosite două procedee pentru a preîntîmpina acest inconvenient: capcana de ioni şi ecranul aluminizat.

Capcana de ioni se bazează tocmai pe modul diferit de comportare a electronilor şi a ionilor în cîmp magnetic.

Capcana se realizează prin înclinarea ansamblului catod-electrod de comandă în raport cu axa tunului electronic (fig. 5. 33). Readucerea fasciculului de electroni pe direcţia axei se face cu un cîmp magnetic produs de un magnet permanent dispus pe gîtul tubului cinescop. Datorită masei, deci inerţiei mult mai mari, ionii nu vor fi deviaţi de cîmpul magnetic şi vor fi reţinuţi de primul anod, în timp ce electronii, la o reglare potrivită a magnetului, vor trece prin orificiul anodului.

Reglarea capcanei de ioni se face astfel: magnetul este deplasat pe gîtul tubului videoreproducător, cu televizorul în funcţiune la luminozitate redusă. Se deplasează capcana de ioni pentru a obţine rastru; se fixează luminozitatea puţin mai mare decît normal şi se caută maximum de luminozitate prin deplasări ale capcanei de ioni înainte, înapoi şi prin uşoare rotaţii la stînga şi la dreapta.

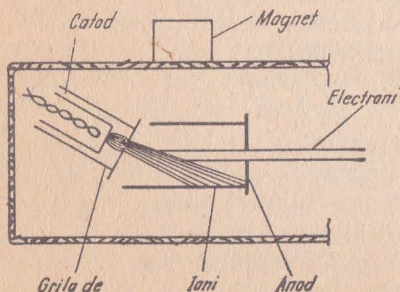
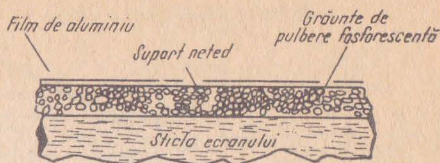


Fig. 5.33. Tun electronic înclinat pentru capcană de ioni cu magnet simplu.

Principiul aluminizării constă, aşa cum am văzut, în acoperirea ecranului fosforescent cu un strat fin de metal jucînd rolul unei oglinzi. Acest strat reţine ionii şi protejează ecranul împotriva arderii. Acesta trebuie să fie suficient de trans-

parent la electroni pentru ca energia lor să nu fie decît puțin micșorată. Dacă examinăm o secțiune de ecran (fig. 5. 34), vedem că grăunțele de pulbere dispuse unele lîngă altele nu formează un strat regulat. Pentru a face ca metalul depus pe ecran să constituie o oglindă, trebuie ca la început să se umple aceste intervale cu un produs care va servi de suport neted depunerii și care atunci cînd membrana metalică va fi constituită, se va elimina fie prin ardere, fie prin evaporare.



Fg. 5.34. Secțiune schematică a ecranului tubului videoreproducător aluminizat.

d. **Fenomenul de halo**. Sub efectul bombardamentului, pulberea fosforescentă va emite lumina sa vizibilă. Această lumină este radiată în toate direcțiile, dintre care cîteva sînt perpendiculare pe planul sticlei ecranului. Razele emise în această direcție nu sînt deviate, în timp ce altele, fiind înclinate față de același plan, vor fi deviate urmînd legile opticii. Depășind un anumit unghi de înclinare, razele emise nu mai traversează suprafața sticlei și sînt reflectate, întorcîndu-se către stratul luminescent pe care creează un inel luminos avînd ca centru punctul de impact al fasciculului electronic. Acest inel este un halo. Lumina care a creat acest inel este ea însăși reflectată și creează un al doilea halo. Luminozitatea inelelor exterioare descrește,deoarece fiecare drum în sticlă este însoțit de o absorbție de lumină. Diametrele inelelor vor fi cu atît mai mari cu cît grosimea sticlei va fi mai mare. Acest fenomen are ca efect reducerea contrastului și definiției imaginii, deoarece aceste zone întunecate și luminoase se suprapun peste imaginea transmisă. Pentru a atenua acțiunea acestor halo-uri se folosește la fabricarea ecranului tubului videoreproducător o sticlă avînd o ușoară absorbție luminoasă, astfel că, după două drumuri, în grosimea sticlei ecranului lumina rămasă este mult redusă față de cea a sursei principale.

3. TUNUL ELECTRONIC

Tunul electronic al unui tub videoreproducător cu concentrație electrostatică se poate realiza ca în figura 5. 35.

El constă dintr-un catod cu încălzire indirectă în formă de cilindru, închis la una din extremități. Catodul este acoperit cu o pastă emisivă pe bază de bariu și stronțiu, materiale care emit electroni la o temperatură destul de scăzută. Ansamblul este încălzit de un filament de tungsten în interiorul catodului și izolat printr-un înveliș de oxizi de aluminiu. Acest catod este înconjurat de cilindrul coaxial al electrodului de comandă, închis și el de asemenea la o extremitate, însă străbătut de o mică gaură. Deschiderea acestui electrod este mai mică decît suprafața emisiva a catodului; distanța între catod și grila de comandă este fixată cu precizie.

Pe același ax este dispus primul anod, care constă dintr-un cilindru în interiorul căruia se găsesc o serie de ecrane perforate de găuri în centrul lor. Acest electrod combinat cu grila de comandă constituie prima lentilă

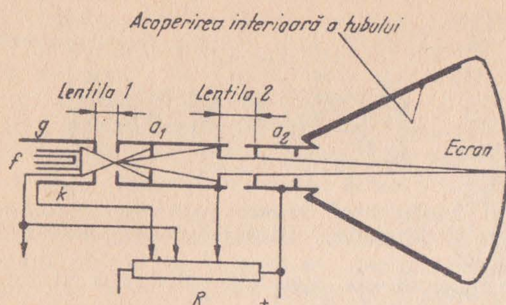


Fig. 5.35. Schema unui tun electronic de tip triodă.

de concentrare; urmează apoi în prelungirea primului anod al doilea anod de accelerare, care se poate prelungi pe sticla tubului cu un strat interior conductor. Ansamblul anozilor a_1 și a_2 constituie principala lentilă electrostatică de focalizare.

Catodul emite electroni ca urmare a agitației termice a stratului depus la suprafața sa. Anodul a_1, care este pozitiv, creează prima accelerare de electroni, în opoziție cu tensiunea negativă prezentă pe grila de comandă.

Electronii care au trecut prin primul cîmp de focalizare, produs de grilă și anodul a_1 sînt apoi accelerați spre ecran de către tensiunea pozitivă a anodului a_2. Aceasta este ultima tensiune, care dă electronilor energia necesară pentru a crea fosforescența ecranului.

Orice variație a tensiunii pe grila de comandă va acționa asupra primei lentile electrostatice a tunului. În mod asemănător, orice variație a raportului tensiunilor pe anozii a_1 și a_2 face să varieze focalizarea celei de-a doua lentile. Trebuie deci, din punctul de vedere al concentrării fasciculului electronic, să se realizeze un compromis între aceste două variabile. Aceste considerente au condus la realizarea tunului tetrodă (fig. 5. 36). Acesta este caracterizat prin intercalarea între grila de comandă și primul anod a unui electrod la potențialul înaltei tensiuni. Acest electrod are rolul, pe de o parte, de a crea un fascicul mai dens și mai subțire și, ca urmare, de a asigura pe ecran un spot mai mic și mai luminos, iar, pe de altă parte, de a suprima interacțiunea între grila de comandă și primul anod și ca urmare de a crește stabilitatea concentrării.

Acest tun are inconvenientul că necesită o sursă de tensiune stabilizată, ca urmare a curentului absorbit de anodul a_1 de concentrare. Pentru a elimina defectul, s-au construit tunuri cu curentul nul la primul anod (fig. 5. 37). Anodul de preaccelerare devine un cilindru mai lung cu diafragmă, pe cînd anodul a_2 este constituit dintr-un cilindru fără ecran. Cum de această dată anodul de accelerare nu conține nici un ecran, el nu poate intercepta electroni și ca urmare nu absoarbe nici un curent.

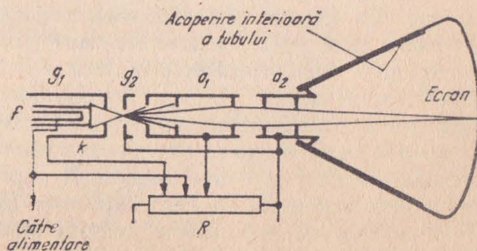


Fig. 5.36. Reprezentarea schematică a unui tun de tip tetrodă.

Perfecționări ale tunului electronic susceptibile de a îmbunătăți calitatea imaginii. Pentru îmbunătățirea fineții imaginii la distanța normală de vizualizare, s-a pus problema eliminării structurii de linii.

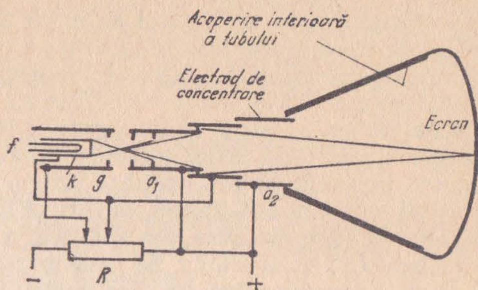


Fig. 5.37. Reprezentarea schematică a unui tun electrostatic cu focalizare fixă.

Pentru a evita inconvenientul observării liniilor, s-a sugerat ideea formei eliptice a spotului, ceea ce s-a realizat cu ajutorul bobinelor electromagnetice care deformează astigmatic fasciculul electronic. Metoda a dat rezultate mai puțin satisfăcătoare deoarece conturul spotului este puțin deformat, datorită variației densității curentului fasciculului.

Rezultate mai bune s-au obținut folosind metoda cunoscută sub numele de vobulare a liniilor, în care fasciculul electronic sub acțiunea unei tensiuni de comandă de frecvență ridicată (mai mare de 10 MHz) este deviat pe verticală; linia devine astfel o bandă de lățime egală cu distanța dintre 2 linii de explorare. Acest procedeu impune un generator pentru a produce frecvența ridicată de vobulare a liniilor.

Pentru a micșora defectele de structură a liniilor, fără a întîlni inconvenientele arătate mai sus, se poate folosi o construcție specială a tunului electronic. Un fascicul electronic inițial este divizat în două sau mai multe fascicule. Aceste fascicule sînt apoi focalizate în puncte alăturate ale ecranului. Divizarea și reunirea a mai mult de două fascicule sînt astfel realizate încît punctele de focalizare să fie dispuse unul deasupra celuilalt în raport cu direcția liniei. Făcînd să varieze spațiul dintre aceste puncte, va fi posibil să se obțină lărgimea necesară a liniei.

4. SISTEME DE DEFLEXIE

Prin sistem de deflexie se înțelege ansamblul de electrozi plasați în interiorul tubului, sau circuitele magnetice dispuse în jurul gîtului, care realizează deviația fasciculului de electroni în orice punct al ecranului. În cazul utilizării electrozilor deflexia se numește electrostatică, iar în cazul circuitelor magnetice — electromagnetică.

Deflexia electrostatică nu se utilizează la cinescoapele actuale, datorită, pe de o parte, dificultăților constructive în realizarea unor electrozi care să asigure o deflexie la unghiurile foarte mari ale cinescoapelor moderne fără a defocaliza fasciculul, iar, pe de altă parte, datorită tensiunii lor de comandă foarte mari necesare electrozilor. De aceea se preferă sistemele de deviație magnetică, mai practice. Acestea sînt constituite în general din două perechi de bobine, o pereche producînd deflexia pe orizontală, cealaltă pe verticală.

a. **Sensibilitatea și factorul de merit al unei bobine de deflexie.** O bobină se poate caracteriza prin inductanța L și rezistența R, precizînd că pentru o deflexie determinată a fasciculului dintr-o poziție extremă în alta, ea admite o intensitate vîrf la vîrf a curentului I_m.

Cum deflexia trebuie să fie simetrică în raport cu axa fasciculului incident, curentul mediu de deflexie trebuie să fie egal cu zero. Se demonstrează că pentru bobinele curent realizate și pentru care rezistența în ohmi este de ordinul mărimii inductanței, în mH (R/L de 0,5 la 2), bobina de deflexie pe orizontală care va avea cea mai mare eficacitate va fi aceea pentru care termenul LI_m^2 va fi minim. Se demonstrează la fel că pentru deflexia pe verticală și în limitele date mai sus pentru raportul R/L, bobina de deflexie pe verticală care va avea cea mai mare eficacitate va fi aceea pentru care termenul RI_m^2 va fi minim, ținînd cont de relația $RI_m^2 = LI_m^2 \frac{R}{L}$, acela pentru care LI_m^2 și R/L va fi minim.

Demonstrația se stabilește astfel: pentru o deflexie dată se aplică bobinei un curent în dinte de ferăstrău a cărui valoare de vîrf este I_m. Forța contraelectromotoare în cazul baleiajului de perioadă T_1 va cuprinde termenul $L\frac{di}{dt} = \frac{L \cdot I_m}{T_1}$ la care se va adăuga căderea de tensiune pe rezistență $\frac{R\,I_m}{2}$.

Ea va avea deci valoarea:

$$E = \frac{LI_m}{T_1} + \frac{RI_m}{2} = \frac{LI_m}{T_1}\left(1 + \frac{T_1 R}{2L}\right). \tag{5.34}$$

Valoarea de vîrf în volți · amperi a puterii în timpul perioadei de funcționare a baleiajului va fi deci:

$$P = EI_m = \frac{LI_m^2}{T_1}\left(1 + \frac{T_1 R}{2L}\right), \tag{5.35}$$

care se poate scrie în modul următor:

$$P = \alpha LI_m^2\left(1 + \beta\frac{R}{L}\right). \tag{5.36}$$

în care $\alpha = \frac{1}{T_1}$ și $\beta = \frac{T_1}{2}$.

Relația (5. 36) se mai poate transforma în:

$$P = \frac{1}{2} RI_m^2\left(1 + \frac{1}{\beta}\frac{L}{R}\right). \tag{5.37}$$

Ținînd cont de raportul R/L care variază de la $0{,}5 \cdot 10^3$ la $2 \cdot 10^3$ și de la valoarea α și β pentru diverse standarde (în standardul nostru $T_1 = 64\,\mu s$ pentru linii și 20 ms pentru cadre), în ecuația (5. 36) pentru deflexia pe orizontală și în ecuația (5. 37) pentru deflexia pe verticală, suma termenilor în paranteze se poate considera aproximativ egală cu unitatea. În acest caz,

puterea de vîrf în timpul perioadei de funcționare a baleiajului devine LI_m^2 pentru deflexia pe orizontală și respectiv $1/2\ RI_m^2$ pentru deflexia pe verticală.

Valoarea LI_m^2 rezultă astfel aproape o constantă (la calculul stabilirii energiei cîmpului magnetic) și cu cît această valoare este mai mică cu atît randamentul este mai bun.

Cum pierderile datorate rezistenței nu sînt importante în mod obișnuit la deflexia pe orizontală, valoarea LI_m^2 va da o indicație convenabilă a factorului de merit al bobinei. La deflexia pe verticală, deoarece pierderile în rezistență depășesc cu mult energia cîmpului, valoarea RI_m^2 va servi la măsurarea puterii cerute de bobina de deflexie. Valoarea LI_m^2 mai este folositoare deoarece ea dă factorul de supratensiune al bobinei.

Considerațiile precedente permit să se definească un coeficient de merit: C_H pentru bobina de deflexie pe orizontală și C_V pentru bobina de deflexie pe verticală.

Se poate scrie:

$$C_H = \frac{D_H}{\sqrt{L}} \tag{5.38}$$

$$C_V = \frac{D_V}{\sqrt{R}} \tag{5.39}$$

în care D_H și D_V sînt distanțele de deplasare a fasciculului de electroni față de axul central, pe orizontală și respectiv pe verticală. Bobinele care au un factor de merit ridicat sînt mai bune de folosit din punctul de vedere al sensibilității.

b. **Tipuri de bobine de deflexie.** O bobină de deflexie este în general constituită din două bobine distincte legate în paralel sau în serie, care, fiind parcurse de un curent continuu, creează într-un volum în general cilindric un cîmp magnetic uniform, care acționează asupra fasciculului electronic.

Se pot considera două mari categorii de bobine, după cum acestea folosesc un circuit magnetic cu aer sau un circuit magnetic cu material feromagnetic, folosit ca miez.

Bobina de deflexie folosită în mod curent în televiziune este de tipul cu miez feromagnetic.

În figura 5. 38 este reprezentat un ansamblu de deflexie care cuprinde un circuit magnetic de secțiune pătrată și o combinație de două bobine de tipul arătat în figură.

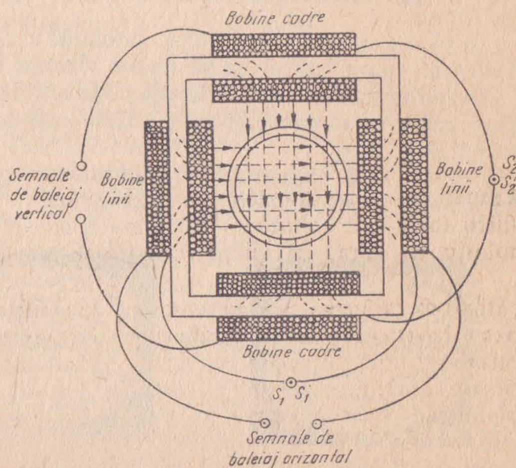


Fig. 5.38. Bobina de deflexie.

Circuitul magnetic este constituit din patru pachete din material feromagnetic. Firul este bobinat în spire, în straturi pe fiecare din aceste pachete în același mod ca pe carcasa transformatorului obișnuit. Se obțin astfel patru solenoide de secțiune dreptunghiulară foarte plată pe care le grupăm două cîte două pentru a forma bobina verticală. Ansamblul este mai ușor de fabricat în serie și prețul de cost scăzut. Factorul de merit al bobinei de deflexie pe orizontală e mai scăzut, în comparație cu factorul de merit al bobinei de deflexie pe verticală.

Se vor putea folosi bobinele de deflexie pe orizontală și pe verticală în întregime independente, astfel că fasciculul de electroni trece de la început prin bobina orizontală și apoi prin cea verticală.

Principalul avantaj al acestui montaj este cuplajul slab existent între cele două bobine de deflexie. Randamentul unei bobine de deflexie pe orizontală într-un ansamblu de acest tip poate fi superior celui în montaj obișnuit.

c. **Defectele introduse de un sistem de deflexie electromagnetic.** Datorită faptului că suprafața ecranului tubului videoreproducător este sferică (nu este plană) apare defectul de geometrie a imaginii denumit „pernă" (curbura spre interior a liniilor verticale și orizontale situate la extremitățile suprafeței ecranului).

În afară de aceasta, efectele unei distribuții neuniforme a liniilor de cîmp dau distorsiuni ale spotului cu cît ne depărtăm de centrul ecranului, precum și distorsiuni geometrice (fig. 5. 39) de butoi, de pernă sau de trapez.

Astăzi sînt folosite în mod curent sistemele de deflexie electromagnetică orizontală și verticală, fiecare pereche de bobine avînd etajele lor speciale pentru alimentarea cu curent de o anumită formă și frecvență.

5. TELEVIZIUNEA PE ECRAN MARE.

După începutul televiziunii, publicul a dorit totdeauna imagine de suprafață mai mare, astfel ca să poată viziona în grup emisiunile de televiziune. Organizatorii de spectacole și conducătorii unor instituții publice au dorit, de asemenea, să prezinte unui public vast programe de actualitate, conferințe, experiențe etc.

Aceste două deziderate au încurajat cercetările pentru găsirea unei soluții la problema televiziunii pe ecran mare.

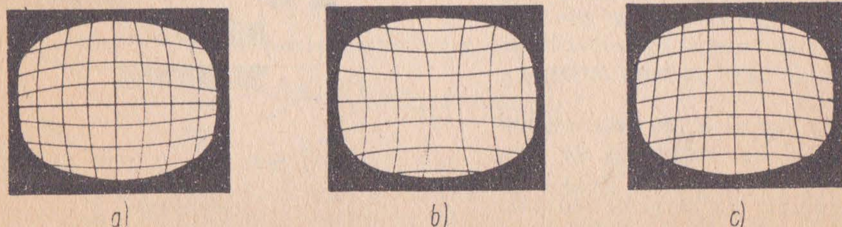


Fig. 5.39. Efectul unei distribuții neuniforme a liniilor de cîmp; distorsiuni geometrice: *a* — butoi; *b* — pernă; *c* — trapez.

Prima soluție care s-a aplicat a fost aceea că plecînd de la imaginile obținute pe un tub cu ecran normal, acestea să fie mărite prin mijloace optice; aceasta a dus la obținerea unor imagini mărite, dar mai puțin luminoase. Soluția a fost răspîndită mulți ani, dar final ea a fost abandonată.

O a doua soluție constă în folosirea unui film ca intermediar, adică înregistrarea imaginilor pe un film de pe ecranul unui televizor normal, urmată de developarea și uscarea rapidă a filmului și apoi proiectarea cu ajutorul unui aparat de proiecție obișnuit. Această soluție prezintă inconvenientul unui echipament destul de scump și din acest motiv nu s-a răspîndit. O altă soluție constă în proiectarea imaginilor cu ajutorul unui tub videoreproducător special, numit tub de proiecție. Cunoaștem că diagonala ecranelor tuburilor videoreproducătoare a ajuns la 59 cm și chiar 68 cm. Imaginea proiectată cu ajutorul tubului de proiecție poate avea o diagonală de 4—5 ori mai mare decît diagonala cinescopului. Principiul acestui procedeu constă în a forma o imagine de dimensiuni reduse, dar foarte luminoase pe ecranul unui tub de dimensiuni mici. Imaginea este apoi mărită printr-un sistem optic și proiectată pe un ecran. Tubul destinat unui asemenea tip de receptor trebuie să satisfacă anumite condiții:

— tensiunea de accelerare va trebui să fie foarte ridicată, 25—50 kV (tensiunea este în același timp limitată deoarece greutățile întîmpinate cresc mai rapid decît avantajele pe care le-am obținut);

— spotul va trebui să fie de diametru foarte mic pentru ca imaginea să fie netă;

— fața dinainte a tubului trebuie să fie de o calitate superioară din punct de vedere optic și o sticlă care să nu se înnegrească sub bombardamentul electronic și sub cel al razelor X;

— tubul va fi totdeauna aluminizat.

6. RAZELE X EMISE DE UN TUB VIDEOREPRODUCĂTOR ȘI IMPORTANȚA LOR ÎN CEEA CE PRIVEȘTE PROTECȚA TELESPECTATORULUI

Se știe că influența razelor ionizante asupra țesuturilor vii se poate traduce prin slăbirea sau chiar moartea acestora. Nu se va vorbi aici de reacții nucleare și nici de izotopi radioactivi produși artificial, dar există alte surse industriale de radiații, cum ar fi redresoarele sub vid înaintat pentru tensiuni superioare lui 15 kV, tuburi emițătoare, tuburi cu radiație electronică, microscoape electronice etc. În această categorie intră și tuburile videoreproducătoare de televiziune.

Recomandările forurilor internaționale fixează limita de concentrație a radiațiilor la suprafața corpului omenesc la 0,6 mR/s (unitatea dozei de radiație este roentgenul, care este cantitatea de radiații *X* sau gama care produce prin ionizarea unui cm^3 de aer la presiune și temperatură standard o unitate electrostatică de sarcină).

Pentru comparație se dă în tabela de mai jos valoarea radiațiilor naturale globale suferite de corpul omenesc în condițiile vieții normale:

Radiație exterioară	Radiație cosmică	35 mR/an
	Radiație ambiantă	70 mR/an
Radiație interioară	Potasiu 40	20 mR/an
	Carbon 14	1—2 mR/an
Radiație globală	120 la 150 mR/an = $5 \cdot 10^{-3}$ μ/Rs	

În figura 5. 40 se arată variația cu grosimea peretelui de sticlă a intensității radiației X produsă prin ciocnire de un fascicul punctiform de electroni cu intensitatea de 100 μA. Măsurarea intensității radiației s-a făcut la distanța de 1 m de suprafața de sticlă.

S-a ales ca parametru al curbelor tensiunea de accelerare. La o apropiere sub 1 m de ecranul unui tub, concentrația crește mult mai puțin decît considerînd legea pătratului distanței.

Aceasta se explică, pe de o parte, prin extinderea sursei de radiație, iar, pe de altă parte, prin absorbția mai mare de raze de către partea periferică a ecranului unde grosimea sticlei este superioară celei din regiunea centrală a ecranului. Ca urmare a absorbției importante de raze prin aceste părți periferice, concentrarea pentru întregul ecran se află la aceeași distanță de 1 m, marcată mai sus prin valorile arătate de curbe.

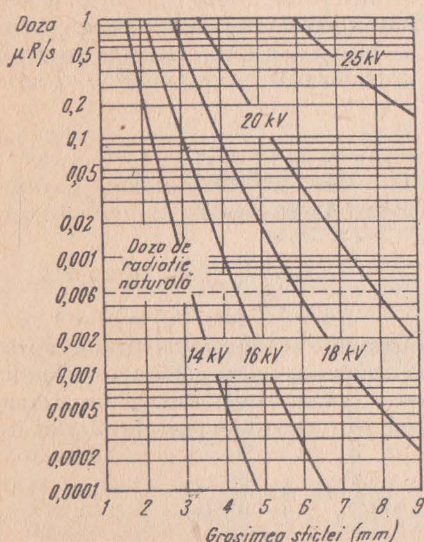


Fig. 5.40. Doza de radiație emisă la distanța de 1 m de un tub videoreproducător pentru un curent ionizant de 100 μ A.

Acest efect absorbant se manifestă cu atît mai mult cu cît tensiunea este mai joasă. Dar chiar sub 22 kV concentrarea în jurul mijlocului ecranului merge către o valoare de 5 ori mai ridicată decît distanța de 1 m. În lungul părții conice a tubului (grosimea peretelui 4 mm) trebuie să ne așteptăm la concentrarea maximă de 0,1 μR/s.

Radiația emanînd de la televizor este deci cu mult inferioară celei a unei radiații naturale, deoarece:

— este vorba de o radiație mai puțin pătrunzătoare, care este în măsură mai mare absorbită de straturile superioare ale țesutului uman;

— este de neconceput că se poate sta 24 ore pe zi în contact direct cu ecranul televizorului;

— concentrația înaintea ecranului este încă mult inferioară chiar fără a ține seama de atenuarea suplimentară de radiații datorită ecranului protector.

Examinînd cazul tehnicianului de televiziune care este incontestabil mai expus radiației tubului videoreproducător în timpul lucrului, se presupune că el s-ar afla în mijlocul unui cerc format de 6 tuburi în funcțiune la 16 kV cu un curent de ionizare de 200 μA. În acest caz concentrația în mijlocul cercului de 1 m diametru (neglijînd influențele ecranului protector, așa cum s-a văzut mai sus) se situează după diagrama din figură la $6 \times 0{,}01 \simeq 0{,}06\,\mu R/s$

Cum radiația tuburilor se exercită pe diferite părți ale corpului, nu există practic nici o însumare de efecte. Dar chiar dacă ar fi altfel, aceasta nu depășește concentrația admisibilă. În concluzie se poate spune că încă mult timp de aici înainte se pot elimina televizoarele ca sursă de radiație ionizantă vătămătoare pentru telespectator.

D. TUBURI VIDEOCAPTOARE

1. CARACTERISTICILE TUBURILOR VIDEOCAPTOARE

Tubul videocaptor îndeplinește funcția de captare a imaginii optice și de elaborare a unui semnal electric corespunzător, ce se transmite prin canalul de televiziune. Principiul transmiterii succesive a informațiilor luminoase conținute în imagine, fiind pînă în prezent singurul în măsură să permită realizarea practică a televiziunii, stă și la baza realizării tuburilor videocaptoare. În tuburile videocaptoare descompunerea imaginii și analiza ei se realizează pe cale electronică, evitîndu-se orice fel de dispozitive mecanice în mișcare.

În aceste tuburi imaginea optică este proiectată pe o suprafață acoperită cu o substanță fotosensibilă care sub acțiunea luminii își modifică una sau mai multe constante electrice (sarcină, potențial, rezistivitate). Suprafața stratului fotosensibil este explorată succesiv de un fascicul fin de electroni, care pe baza variației de la punct la punct a proprietăților electrice produce un curent electric variabil.

Toate tuburile videocaptoare moderne utilizează fenomenul acumulării de sarcină, adică stratul fotosensibil este expus în permanență acțiunii luminii provenite de la imaginea transmisă, ceea ce asigură modificări mai intense ale proprietăților electrice. Sensibilitatea unui tub videocaptor care funcționează cu acumularea de sarcină este de aproximativ n^2 ori mai bună decît a celui cu expunerea instantanee (prin n înțelegîndu-se numărul liniilor în care se descompune imaginea).

Performanțele tuburilor videocaptoare se apreciază prin cîteva caracteristici principale. Acestea sînt: sensibilitatea, caracteristica fotoelectrică, caracteristica spectrală și puterea de rezoluție.

Sensibilitatea arată condițiile de iluminare necesare imaginii proiectate pe suprafața fotosensibilă, pentru ca tubul videocaptor să producă un semnal de imagine cu un anumit raport *semnal/perturbație*. Sensibilitatea tubului videocaptor este legată de caracteristica fotoelectrică. Aceasta este o curbă care reprezintă legătura dintre curentul de semnal (sau tensiunea produsă de curent la bornele unei anumite rezistențe de sarcină) și iluminarea suprafeței fotosensibile.

Caracteristica fotoelectrică este în general o curbă crescătoare, adică curentul de semnal crește o dată cu iluminarea, dar ea în general este neliniară.

Caracteristica spectrală este variația sensibilității tubului videocaptor în funcție de lungimea de undă a radiațiilor luminoase care cad pe stratul fotosensibil. Sensibilitatea tuburilor videocaptoare este maximă în general în domeniul radiațiilor albastre, violete, sau ultraviolete, energia acestora fiind mai mare în comparație cu cele galbene sau roșii. Caracteristica spectrală a tuburilor videocaptoare este influențată considerabil de sistemul optic cu care lucrează, cît și de calitatea sticlei din care se confecționează peretele frontal al balonului. În general se urmărește obținerea unei caracteristici spectrale cît mai asemănătoare cu a ochiului omenesc și în acest scop se întrebuințează și filtre corectoare așezate în calea razelor de lumină.

Puterea de rezoluție a tubului videocaptor exprimă numărul maxim de linii verticale negre pe fond alb, care mai produc variații ale curentului de semnal. Puterea de rezoluție este determinată de raportul dintre lățimea utilă a imaginii și diametrul fasciculului electronic analizor. Cu cît acest raport este mai mare, puterea de rezoluție este mai bună. Secțiunea fasciculului se poate micșora pînă la o anumită limită printr-o focalizare îngrijită. Micșorarea secțiunii este însă limitată de forțele de respingere dintre electronii încărcați negativ și de acțiunea defocalizantă a cîmpului care produce deflexia. Focalizarea fasciculului se obține cu atît mai bună cu cît viteza electronilor este mai mare.

În cele ce urmează se descriu cele mai importante tipuri de tuburi videocaptoare funcționînd pe principiul acumulării de sarcină: iconoscopul, supericonoscopul, superorticonul și vidiconul.

2. ICONOSCOPUL

a. **Construcția iconoscopului**. Iconoscopul a fost primul tub videocaptor care a folosit fenomenul acumulării de sarcină. El este format dintr-un balon cilindric de sticlă, avînd la capete cîte un perete (fig. 5. 41). Unul din acești pereți este șlefuit pentru a nu produce distorsiuni geometrice ale imaginii. În interiorul balonului este dispusă ținta. Aceasta este constituită dintr-un mozaic fotosensibil depus pe o foiță de mică. Pentru realizarea mozaicului, foița de mică, perfect omogenă și curată, este acoperită prin vaporizare în vid cu un strat uniform de argint metalic. Apoi foița se încălzește pînă la temperatura de topire a argintului, care, datorită tensiunii superficiale, se strînge în picături microscopice izolate electric între ele. Particulele de argint sînt apoi oxidate și fotosensibilizate prin tratare cu vapori de cesiu. Mozaicul astfel obținut este format din particule cu mult mai mici decît

diametrul fasciculului electronic explorator. De aceea puterea de rezoluție nu este limitată de mozaic, ci de calitatea focalizării.

Fața foiței de mică, opusă mozaicului, se metalizează și se fixează de un suport metalic.

Balonul de sticlă cilindric se continuă într-o parte cu un gît care formează cu axa cilindrului un unghi. În gît este dispus tunul electronic, care generează fasciculul explorator, dirijat înspre mozaic. Tunul este de construcție specială, pentru a permite generarea unui fascicul de intensitate foarte mică (cîțiva μA), care să nu fie perturbat de electroni plecați la întîmplare. Pentru aceasta tunul electronic are 3 anozi de focalizare și accelerare, prevăzuți cu cîte un orificiu mic. Primul și al treilea anod sînt conectați la electrodul colector, format din grafit coloidal depus pe suprafața interioară a balonului de sticlă. Fasciculul de electroni se deviază cu ajutorul a 2 perechi de bobine de deflexie, în așa fel încît să baleieze întreaga suprafață a țintei.

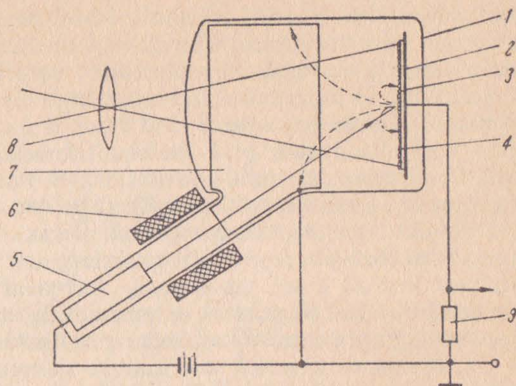


Fig. 5.41. Construcția iconoscopului:
1 — balon de sticlă; 2 — suportul țintei; 3 — foaie de mică; 4 — strat fotosensibil; 5 — tun electronic; 6 — bobine de deflexie; 7 — anod colector; 8 — lentilă; 9 — rezistență de sarcină.

b. **Funcționarea iconoscopului.** Pentru a urmări funcționarea iconoscopului se presupune pentru început că mozaicul nu este iluminat, iar fasciculul de electroni baleiază suprafața lui. În punctele în care electronii ajung la țintă se produce un fenomen de emisie secundară. Energia cinetică a fiecărui electron incident se cheltuiește pentru expulzarea din mozaic a mai multor electroni secundari. Acești electroni secundari sînt captați de anodul colector situat în jurul mozaicului. Din cauza expulzării sarcinilor negative, locul respectiv de pe mozaic se încarcă la o tensiune din ce în ce mai mare, pozitivă în raport cu tensiunea anodului colector. Datorită acestei tensiuni, o parte din electroni sînt respinși de colector și recad pe țintă.

Între aceste două acțiuni de sens opus — cea de expulzare a electronilor secundari și recăderea lor pe țintă — se stabilește un asemenea echilibru, încît numărul electronilor care trec de la mozaic la colector devine egal cu numărul electronilor aduși pe țintă de către fasciculul explorator. Tensiunea dintre mozaic și colector la care acest echilibru are loc se numește potențial de echilibru și este de ordinul a 2—3 V. Potențialul de echilibru nu depinde de tensiunea anterioară a țintei.

Dacă pe mozaicul fotosensibil se proiectează o imagine luminoasă focalizată, energia luminii incidente provoacă o emisie de electroni, numită emisie fotoelectrică. Numărul fotoelectronilor emiși de mozaic este cu atît mai ridicat cu cît intensitatea luminii incidente este mai mare. Acești fotoelectroni

sînt captați de anodul colector, astfel că pe suprafața țintei apar sarcini electrice care formează echivalentul electric al imaginii luminoase: relieful de sarcini și, în mod corespunzător, relieful de potențial. Fiecare element fotosensibil al mozaicului formează împreună cu suportul țintei un mic condensator elementar. Atunci cînd fasciculul electronic analizor trece printr-un punct al mozaicului, prin emisia secundară pe care o provoacă, aduce acest punct la potențialul de echilibru. Saltul de tensiune rezultat prin trecerea fasciculului analizor se transmite prin condensatorul elementar la suportul țintei, dînd naștere la un curent de semnal (din această cauză suportul metalic al țintei, în contact cu suprafața metalizată a foiței de mică, se numește în mod curent placă de semnal). Curentul de semnal trece prin rezistența de sarcină, dînd naștere la o tensiune de semnal, apoi prin anodul colector, la care ajung electronii secundari, se închide la țintă.

Funcționarea descrisă mai înainte se complică în realitate datorită unor fenomene perturbatoare. Acestea fac ca relieful de potențial de pe țintă, provenit din emisia fotoelectrică produsă de lumina incidentă, să fie alterat de un fenomen nedorit, de o redistribuție a electronilor. Atunci cînd fasciculul analizor trece peste un punct al mozaicului, electronii secundari care se eliberează din acest punct nu se dirijează în întregime spre colector, ci o parte importantă (circa 75%) recad pe suprafața înconjurătoare a mozaicului. Aceeași redistribuție se produce și cu electronii produși prin emisia fotoelectronică.

Pentru exemplificare, să considerăm un punct neiluminat al mozaicului. În momentul în care fasciculul electronic trece prin punctul considerat, potențialul lui capătă valoarea de echilibru U_0. După trecerea fasciculului, potențialul punctului nu se menține constant, ci scade progresiv, din cauza căderii pe el a electronilor secundari de redistribuție care provin de la celelalte puncte explorate ale mozaicului. Astfel, în momentul imediat anterior trecerii următoare a fasciculului, potențialul punctului ajunge la valoarea U_n (curba *a*, fig. 5.42). Dacă punctul considerat rămîne în continuare neiluminat, ciclul de variație a tensiunii între U_0 și U_n se repetă cu perioada baleiajului. Atunci cînd mozaicul capătă lumină, după trecerea fasciculului analizor punctele sale emit fotoelectroni. Această emisie creează tendința de a pozitiva potențialul mozaicului, în raport cu cel obținut în întuneric, și tensiunea din momentul anterior explorării devine U_1 (curba *b*).

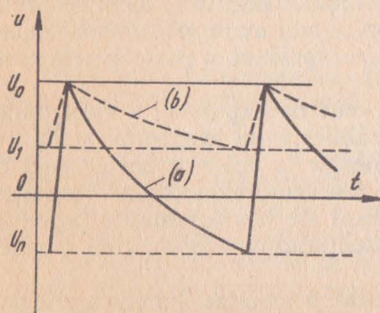


Fig. 5.42. Variația potențialului unui punct al țintei:
a — în lipsa iluminării; *b* — cu iluminare.

Potențialul U_1 este pozitiv față de U_n din cauza fotoelectronilor și negativ față de U_0 datorită redistribuției electronilor secundari, mai intensă decît emisia fotoelectrică. Semnalul electric obținut pe placa de semnal este determinat de diferența de potențial $U_1 - U_n$. Potențialul U_n depinde însă de numărul electronilor de redistribuție care ating punc-

tul de pe mozaic între două treceri succesive ale fasciculului, iar acest număr este influențat de conținutul imaginii. Variația potențialului U_n produce un semnal parazit, care se traduce sub forma unei pete negre pe imagine, care se modifică în funcție de iluminarea și de conținutul imaginii.

Pata neagră este o consecință a explorării succesive a mozaicului. Atunci cînd fasciculul analizor se deplasează de la stînga la dreapta în lungul unei linii, potențialele punctelor care au fost explorate sînt mai pozitive decît ale acelor puncte care urmează a fi explorate (fig. 5. 43). Aceasta face ca electronii secundari să se dirijeze în principal înspre punctele deja explorate. Punctele situate înspre capătul din dreapta a liniei vor căpăta astfel mai puțini electroni decît cele de la începutul din stînga.

Potențialul U_n corespunzător negrului crește deci de la începutul spre sfîrșitul liniei, ceea ce face ca luminozitatea reprodusă să crească de la stînga spre dreapta.

Același fenomen se petrece și în sens vertical. Potențialul de negru crește de la prima la ultima linie a imaginii. Însumînd aceste două fenomene parazite, rezultă că luminozitatea imaginii reproduse crește de la stînga spre dreapta și de sus în jos.

Deci, cel mai luminos va fi colțul din dreapta-jos și cel mai întunecat colțul din stînga-sus.

Pe lîngă fenomenul de pată neagră, baleiajul mai produce un semnal parazit. Este evident că pentru a nu perturba imaginea, fasciculul de electroni trebuie blocat pe perioadele curselor inverse ale baleiajului orizontal și vertical. Semnalul parazit de care este vorba apare tocmai datorită întreruperii fasciculului și se manifestă sub forma unei borduri albe în partea stîngă a imaginii.

Pentru obținerea unei imagini corecte semnalele parazite ale iconoscopului trebuie eliminate.

Pata neagră se corectează cu ajutorul unor tensiuni formate din componente liniar-variabile și parabolice, de frecvența liniilor și a cadrelor, care într-unul din etajele de amplificare se însumează cu semnalul dat de tubul videocaptor. Polaritatea, înclinarea, curbura acestor componente sînt reglabile manual sau automat în așa fel încît iluminarea imaginii reproduse să corespundă scenei originale.

Impulsurile parazite care produc bordura albă se elimină din semnal prin adăugarea la aceasta a unor impulsuri dreptunghiulare de amplitudine suficient de mare, cu o durată puțin mai mare decît timpul de blocare a fasciculului explorator din tub. Astfel impulsurile parazite apar pe creasta impulsurilor dreptunghiulare și sînt tăiate cu ajutorul unor circuite limitatoare.

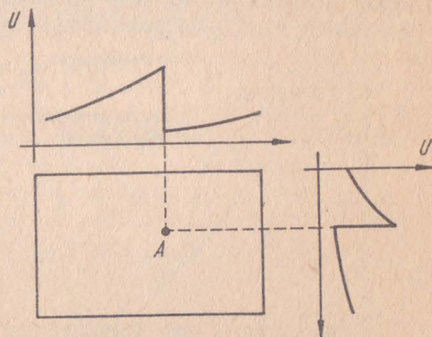


Fig. 5.43. Variația potențialului de-a lungul suprafeței țintei neiluminate: A - punctul în care se face la un moment dat explorarea.

Din cauza așezării oblice a tunului electronic în raport cu axa tubului,

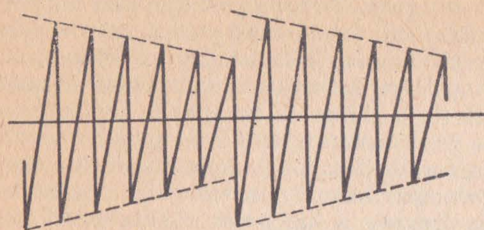


Fig. 5.44. Forma curentului de baleiaj linii pentru compensarea distorsiunii de trapez.

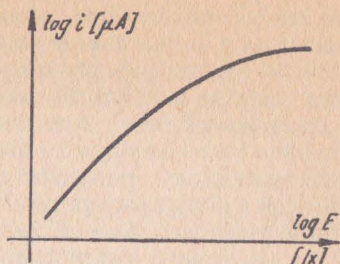


Fig. 5.45. Caracteristica fotoelectrică a iconoscopului.

distanța parcursă de electroni pînă la țintă nu este constantă. Distanța este mai mică în partea de jos a țintei decît în partea de sus. Dacă deviația fasciculului în direcție orizontală se face cu ajutorul unui curent în formă de dinte de ferăstrău de amplitudine constantă, atunci lungimea liniei de explorare va fi mai mare în partea de sus a țintei decît în partea de jos. Din această cauză, forma dreptunghiulară a imaginii se transformă într-un trapez, de unde și denumirea de distorsiuni de trapez. Eliminarea distorsiunilor de trapez se face prin modularea în amplitudine a curentului în dinte de ferăstrău de frecvența liniilor cu un alt semnal în dinte de ferăstrău, de frecvența cadrelor (fig. 5. 44).

c. **Performanțele iconoscopului.** Iconoscopul a fost primul tub videocaptor care a permis captarea imaginilor în condițiile de iluminare ale unui studio. Randamentul său luminos este cu mult mai mare decît al tuburilor fără acumulare de sarcini, deși apar fenomene perturbatoare. Electronii secundari, datorită redistribuției, ajung la colector numai în proporție de circa 25%, din care cauză sensibilitatea scade la 25% față de sensibilitatea iconoscopului ideal. În plus, fenomenul acumulării sarcinii nu este complet utilizat întrucît după un interval de timp de circa 4 ms de la încetarea acțiunii fasciculului analizor, potențialul punctului de pe mozaic practic nu se mai schimbă. Astfel, acumularea de sarcină durează numai 4 ms în loc să acționeze în tot intervalul de 20 ms dintre două explorări succesive, deci randamentul scade de $4/20 = 0{,}2$. Ca rezultat, randamentul luminos al iconoscopului real este de circa $25 \cdot 0{,}2 =$ $= 5\%$ din randamentul teoretic. Cu toate acestea, un semnal video cu raportul semnal/perturbație de 30 dB se obține la iluminarea țintei cu circa 50 lx.

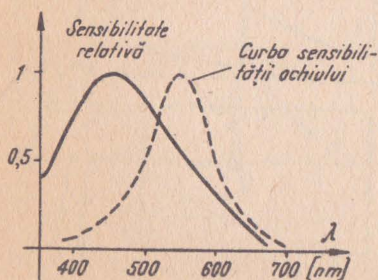


Fig. 5.46. Caracteristica spectrală a iconoscopului.

Caracteristica fotoelectrică a tubului iconoscop numită și caracteristică de modulație (fig. 5 · 45) nu este liniară, ci prezintă o tendință de limitare a curen-

tului de semnal i_s la iluminări mari. Aceasta se datorește efectului curentului de redistribuție care este cu atît mai puternic cu cît emisiunea fotoelectrică este mai intensă.

Caracteristica spectrală a iconoscopului (fig. 5. 46) are maximul în regiunea luminii albastre, și este destul de departe de caracteristica de sensibilitate a ochiului omenesc.

Puterea de rezoluție a iconoscopului de dimensiuni normale ajunge la 700 linii. Deoarece relieful de potențial se stabilește în numai 4 ms, după care emisiunea fotoelectrică se saturează, imaginea obiectelor în deplasare rapidă nu apare „mișcată", puterea de rezoluție rămînînd satisfăcătoare.

3. SUPERICONOSCOPUL

a. **Construcția supericonoscopului.** Sensibilitatea iconoscopului poate fi mărită prin intensificarea emisiunii secundare produsă de lumina incidentă. Pentru aceasta, imaginea este proiectată pe un strat fotosensibil, care sub influența luminii eliberează electroni. Acești electroni sînt accelerați și îndreptați către țintă, unde dau naștere la o emisiune secundară puternică.

Supericonoscopul are o construcție asemănătoare iconoscopului, dar are în plus o secțiune de transport a imaginilor (fig.5.47). Imaginea obiectului este proiectată de peretele frontal al balonului de sticlă, care în partea interioară are depus un strat fotosensibil transparent, numit fotocatod. Sub acțiunea luminii fotocatodul emite fotoelectroni de pe fața sa liberă. Deoarece stratul fotosensibil este polarizat cu o tensiune negativă față de anodul colector și

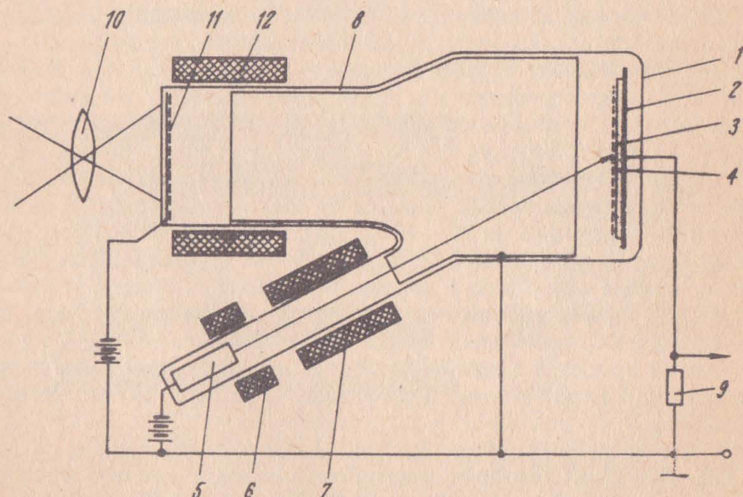


Fig. 5.47. Construcția supericonoscopului:
1 — balon de sticlă; 2 — suportul țintei; 3 — foaie de mică; 4 — mozaic cu emisie secundară; 5 — tun electronic; 6 — bobină de focalizare; 7 — bobine de deflexie; 8 — anod colector; 9 — rezistență de sarcină; 10 — lentilă; 11 — fotocatod; 12 — bobină de focalizare.

de țintă, electronii emiși sînt atrași către țintă. O bobină cilindrică așezată în jurul stratului fotosensibil creează un cîmp magnetic care focalizează electronii ajunși la țintă. Ținta este de construcție similară țintei iconoscopului, însă mozaicul este activat nu pentru lumină, ci pentru obținerea unei emisiuni secundare cît mai intense.

Prelungirea laterală a balonului conține un tun electronic de construcție mai simplă decît la iconoscop, deoarece focalizarea se realizează de regulă prin cîmp magnetic cu ajutorul unei bobine exterioare de focalizare. Celelalte detalii constructive ale supericonoscopului nu diferă de cele ale iconoscopului.

b. **Funcționarea supericonoscopului.** Datorită cîmpului magnetic de focalizare, electronii emiși de fotocatod se înscriu pe orbite elicoidale, și dacă intensitatea cîmpului e corectă, pe fiecare punct al țintei cade un număr de electroni proporțional cu iluminarea punctului corespunzător al fotocatodului. Deoarece lungimea bobinei de focalizare este redusă, traiectoriile elicoidale au axe divergente, astfel că imaginea de sarcini electrice de pe țintă are dimensiuni mai mari decît imaginea optică proiectată pe fotocatod.

Fotoelectronii accelerați de anodul colector lovesc ținta și produc o emisiune secundară intensă. Prin explorarea reliefului de potențial de către fasciculul analizor, elementele țintei sînt aduse succesiv la un astfel de potențial, încît numărul de electroni care cad pe țintă să fie egal cu numărul de electroni captați de anodul colector. În această situație, potențialul elementului explorat este cu puțin superior potențialului anodului colector ($U_0 \simeq +3\ V$), potențial care este independent de încărcarea elementului dinaintea trecerii fasciculului analizor. În intervalul de timp dintre două explorări succesive, potențialul elementului scade de la valoarea inițială U_0, din cauza captării unor electroni secundari produși în punctele învecinate de fasciculul analizor, precum și de către fotoelectroni. Scăderea potențialului este mai rapidă pentru elementele țintei corespunzătoare părților întunecate ale imaginii și mai lentă pentru cele iluminate, deoarece acestea din urmă pierd electronii secundari produși de bombardamentul continuu cu fotoelectroni. Curbele de variație a acestor potențiale în timp sînt similare cu cele prezentate în figura 5.42.

c. **Performanțele supericonoscopului.** Sensibilitatea supericonoscopului este mai bună decît a iconoscopului. Imagini de foarte bună calitate se obțin cu iluminări ale fotocatodului de 30—40 lx, dar iluminări de ordinul 10—20 lx produc încă imagini acceptabile. Cu aceste cifre se constată că sensibilitatea supericonoscopului este de circa 5 ori mai bună decît a iconoscopului.

Caracteristica fotoelectrică are aceeași formă ca la iconoscop, ușor curbată înspre iluminări mari, unde prezintă tendință de saturație a curentului de semnal.

Caracteristica spectrală a sensibilității este asemănătoare cu cea a iconoscopului, cu maximul situat la lungimea de undă de ordinul 430 nm în domeniul albastrului.

Puterea de rezoluție a supericonoscopului este ridicată, permițînd reproducerea a 700—800 linii. Rezoluția imaginilor în mișcare este mai slabă decît la iconoscop din cauză că timpul necesar stabilizării potențialelor punctelor mozaicului este mai mare.

Tubul supericonoscop, pe lîngă avantaje, are și o serie de defecțiuni. Mecanismul analizării țintei și al formării semnalului de ieșire fiind același ca și

în cazul iconoscopului, semnalul de imagine este afectat de aceleaşi perturbaţii: pată neagră şi bordură albă. Aceste perturbaţii sînt însă mai slabe la supericonoscop. De asemenea, datorită tunului electronic înclinat faţă de axa optică a tubului, apare şi distorsiunea de trapez, corectabilă în modul arătat la iconoscop.

4. SUPERORTICONUL

a. **Construcţie şi funcţionare.** Superorticonul este în prezent tubul cu performanţele cele mai bune şi, din această cauză, cel mai larg utilizat în camerele de luat vederi pentru televiziune. El funcţionează prin explorare cu electroni lenţi, ceea ce are ca urmare înlăturarea producerii emisiunii secundare şi prin aceasta evitarea fenomenului de redistribuţie a electronilor.

Superorticonul se poate împărţi în trei secţiuni principale: secţiunea imaginii, secţiunea baleiajului şi secţiunea multiplicatorului de electroni.

Secţiunea imaginii comportă un fotocatod pe suprafaţa căruia se proiectează imaginea optică focalizată (fig. 5.48). Fotocatodul emite în fiecare punct al său un număr de fotoelectroni, proporţional cu strălucirea imaginii optice din acel punct. Aceşti electroni sînt acceleraţi de doi anozi acceleratori cilindrici şi sînt focalizaţi pe ţintă de un cîmp magnetic produs de o bobină de focalizare.

Ţinta este constituită dintr-o placă de sticlă de grosime foarte mică, de ordinul miimilor de mm. În faţa ei este fixată o grilă metalică extrem de fină, care are circa 1 000 de ochiuri pe mm², transparenţa ei fiind de circa 70%. Grila este aşezată la distanţa de 0,03—0,04 mm de suprafaţa ţintei şi este perfect paralelă cu ea. Grila se conectează la o tensiune uşor pozitivă faţă de ţintă. Fotoelec-

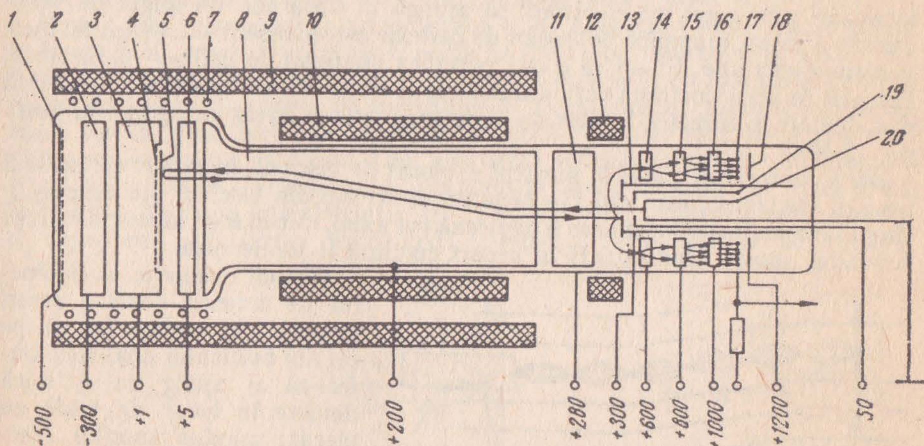


Fig. 5.48. Construcţia superorticonului:

1 — fotocatod; *2* — primul anod accelerator; *3* — al doilea anod accelerator; *4* — grila metalică; *5* — ţinta de sticlă; *6* — electrod de frînare; *7* — rezistenţa de încălzire a ţintei; *8* — depozit anodic; *9* — bobină de focalizare; *10* — bobine de deflexie; *11* — primul anod de frînare; *12* — bobină de aliniere; *13* — anodul tunului electronic; *14, 15, 16, 18* — dinozii multiplicatorului de electroni; *17* — electrod de ieşire; *19* — grila tunului electronic; *20* — catodul.

tronii accelerați trec prin grilă și ajung la țintă, unde produc o emisiune secundară (cu un coeficient de multiplicare de 4—5). Acești electroni sînt captați de grilă, obținîndu-se pe țintă o imagine electrică corespunzătoare imaginii optice, regiunile mai pozitive ale imaginii electrice corespunzînd porțiunilor iluminate ale imaginii optice. Conductanța transversală a țintei este redusă, dar grosimea acesteia fiind extrem de mică, configurația sarcinilor existente pe fața anterioară se transmite aproximativ identică și pe fața posterioară a țintei.

Secțiunea baleiajului. Această secțiune cuprinde tunul electronic și sistemele de focalizare și de deflexie. Tunul electronic are o construcție simplă, fiind format din catod, grilă de comandă a intensității fasciculului luminos și dintr-un anod de focalizare și accelerare.

Electronii care au ieșit din tunul electronic sînt ușor frînați de doi electrozi cilindrici, unul scurt, iar celălalt lung formînd un depozit anodic. Apoi, înainte de a atinge ținta, electronii sînt frînați energic de un electrod de frînare conectat la potențial zero sau foarte puțin pozitiv în raport cu catodul tunului electronic. În urma frînării, electronii ajung la țintă cu viteză neînsemnată, dar constantă pentru întreaga suprafață a țintei.

Buna focalizare a fasciculului explorator este dificil de realizat datorită vitezei reduse a electronilor. Forțele de repulsie dintre electronii fasciculului tind să-l defocalizeze, acțiunea acestor forțe fiind mai importantă în cazul electronilor lenți. Pentru compensarea forțelor de repulsie tubul superorticon lucrează cu cîmpuri magnetice de focalizare foarte intense. În plus, electronii sînt frînați numai în imediata apropiere a țintei, cea mai mare parte a distanței de la catod la țintă fiind parcursă cu viteză mare.

Devierea fasciculului explorator se realizează cu ajutorul a două cîmpuri magnetice, perpendiculare între ele. O condiție importantă pentru realizarea bunei focalizări este aceea ca electronii să ajungă la țintă sub un unghi de 90°. Pentru acestea, lungimea bobinelor de deflexie este aleasă mică, în așa fel încît în ultima porțiune dinaintea țintei, acțiunea cîmpului de deflexie să înceteze. Întrucît în acea porțiune acționează cîmpul magnetic de focalizare, electronii sînt deviați în direcția liniilor de cîmp magnetic și ajung ortogonal la țintă (fig. 5.49).

Dacă potențialul țintei în punctul explorat de fascicul, în raport cu catodul tunului electronic, este nul sau negativ, electronii din fascicul sînt respinși; cîmpul magnetic de focalizare îi dirijează tot axial, dar în sens invers, deoarece depozitul anodic fiind pozitiv în raport cu ținta îi accelerează.

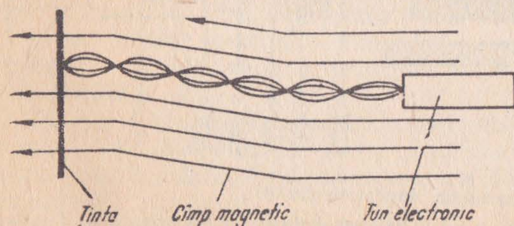


Fig. 5.49. Traiectoria electronilor din fasciculul analizor.

Cîmpul magnetic al bobinelor de deflexie deviază acești electroni în același fel ca pe cei din fasciculul analizor, astfel că ei ajung cu o mică deviere în locul de unde au plecat: anodul tunului electronic. Dacă potențialul țintei în punctul de contact cu fasciculul este pozitiv, pe țintă se depun un număr de elec-

troni care neutralizează sarcinile, pînă ce potențialul punctului devine egal cu potențialul catodului. Restul de electroni ai fasciculului se reîntorc la anod. În felul acesta, fasciculul care se reîntoarce la anodul tunului este modulat în intensitate, în funcție de configurația sarcinilor de pe țintă.

Secțiunea multiplicatorului. Anodul tunului electronic are formă cilindrică, terminat într-un capăt cu un perete plan, în centrul căruia se află un mic orificiu. Suprafața exterioară a acestui perete este acoperită cu o substanță cu proprietăți de emisie secundară. Electronii reîntorși de la țintă urmează un drum apropiat de traiectoria fasciculului explorator, astfel că ei ajung la anod și produc o emisie secundară intensă. Electronii emiși sînt dirijați către un multiplicator cu 4—5 trepte. Multiplicatorul electronic este format dintr-o serie de electrozi cilindrici care înconjură tunul electronic, numiți dinozi, așezați unul după altul. Fiecare dinod are forma unei elice cu multe palete înclinate, acoperite în partea din față cu un strat avînd un ridicat coeficient de emisie secundară. Paletele dinozilor consecutivi sînt înclinate în sensuri contrare pentru ca electronii să bombardeze suprafețele lor sub un unghi cît mai apropiat de cel drept. Dinozii sînt conectați la tensiuni crescătoare, în trepte de circa 200 V, primul dinod fiind cu 250—300 V mai pozitiv decît anodul tunului electronic.

Electronii secundari emiși de suprafața frontală a anodului sînt atrași de primul dinod. Ciocnindu-se de suprafețele paletelor, fiecare electron incident extrage mai mulți electroni secundari. Electronii secundari sînt atrași de dinodul următor, unde se produce același fenomen. În felul acesta ultimul electrod al multiplicatorului captează un curent de electroni mult mai intens decît curentul produs de fasciculul reîntors de la țintă la anodul tunului. Cîștigul realizat de un asemenea multiplicator cu 5 etaje, este de circa 1 000.

Pentru înțelegerea mai în amănunțime a mecanismului funcționării țintei, în figura 5.50, *a* s-a reprezentat o porțiune din țintă, împreună cu grila. Din figură se deduce ușor unul din motivele pentru care se ia cît mai mică distanța dintre grilă și țintă: reducerea curentului de redistribuție, produs de fotoelectroni. Cu cît grila este mai aproape de țintă cu atît mai sigur captează electronii secundari. În figura 5.50, *b* se arată schema electrică echivalentă a țintei. S-a notat cu C_t capacitatea transversală dintre două puncte situate față în față pe cele două fețe ale țintei, iar cu R_t rezistența dintre aceste puncte. C_g reprezintă capacitatea dintre grilă și punctul considerat de pe țintă.

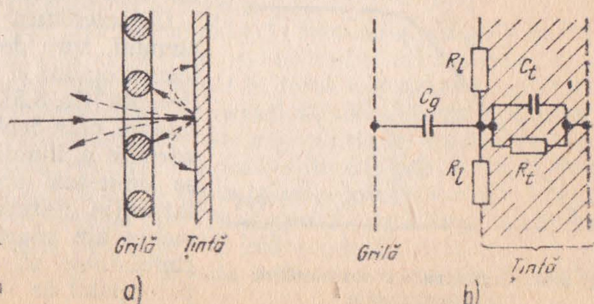


Fig. 5.50. Grila și ținta superorticonului:
a — vedere în secțiune; *b* — circuitul echivalent.

Presupunînd pentru început că fotocatodul nu este iluminat, punctele feței explorate de fasciculul analizor sînt aduse succesiv la potențialul catodului, adică la potențial zero. Prin rezistența transversală R_t, capacitatea C_t se descarcă, astfel că potențialul zero se transmite și pe fața cealaltă a țintei. Capacitatea C_g preia întreaga diferență de potențial dintre țintă și grilă. Cum grila se conectează la circa + 1 V față de catod, condensatorul C_g se încarcă la 1 V. Atunci cînd pe fotocatod se proiectează o imagine, pe fața dinspre grilă a țintei apare relieful de potențial corespunzător. Limitele tensiunilor din relieful de potențial sînt 0 și + 1 V.

Într-adevăr, 0 se obține, așa cum s-a arătat, în lipsa luminii. Un punct luminos proiectat pe fotocatod produce fotoelectroni care bombardează ținta și degajînd electroni secundari pozitivează fața ei. Potențialul țintei nu poate însă deveni mai pozitiv decît potențialul grilei, pentru că în acest caz grila respinge electronii, care recad pe țintă.

În intervalul de timp dintre două explorări succesive, prin rezistențele transversale R_t relieful de potențial se transmite și pe fața opusă a țintei. La fiecare trecere a fasciculului de electroni punctele feței din spate a țintei sînt aduse la zero, „șterse", după care relieful de potențial corespunzător imaginii următoare se transmite din nou prin rezistențele R_t.

După cîte se remarcă, valoarea rezistenței transversale a țintei de sticlă are importanță pentru buna funcționare a superorticonului. Ajustarea, precum și menținerea constantă a mărimii ei se realizează prin încălzire din exterior cu ajutorul unei rezistențe electrice înfășurată în jurul țintei. Temperatura țintei se stabilește astfel încît capacitățile elementare C_t să se încarce în întregime în perioada dintre două explorări succesive, ceea ce echivalează cu transmiterea completă de pe o față pe cealaltă a reliefului de potențial între două explorări succesive.

b. **Performanțe.** Sensibilitatea tubului superorticon este excepțional de bună, comparabilă cu a ochiului omenesc. Cu ajutorul superorticonului se pot recunoaște imagini captate la lumina lunii (iluminare 0,2 lx). Imaginile sînt afectate de un zgomot puternic produs în principal de fluctuațiile fasciculului electronic analizor, și de aceea în studio se lucrează cu iluminări mai mari. Dar și această iluminare este numai de 1,5 — 3 ori mai intensă decît iluminarea artificială din încăperile de locuit.

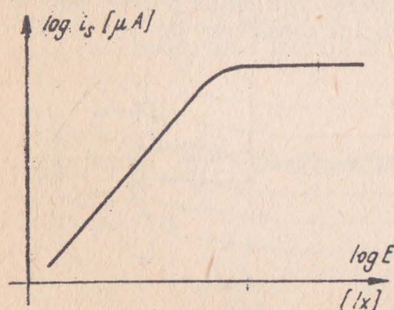


Fig. 5.51. Caracteristica fotoelectrică a superorticonului.

Caracteristica fotoelectrică a superorticonului, spre deosebire de caracteristica iconoscopului și supericonoscopului, este dreaptă (fig. 5.51). La nivele mari de iluminare, care depășesc domeniul normal de variație a iluminării, curentul de semnal se limitează prezentînd o regiune de saturație. Saturația apare la acele elemente ale imaginii la care potențialul țintei tinde să devină mai mare decît potențialul de + 1 V al grilei. Electronii

secundari smulşi de la suprafaţa ţintei recad pe ţintă în punctele înconjurătoare ale elementului care i-a emis, micşorînd potenţialul acestor puncte. Din această cauză, elementele foarte luminoase ale imaginii apar înconjurate de un halo mai întunecat. Acest halo, atunci cînd înconjură elemente de mici dimensiuni ale imaginii, este util, pentru că aparent îmbunătăţeşte contrastul imaginii, detaşînd elementele luminoase. Halo-ul este însă supărător atunci cînd apare în jurul unor obiecte de dimensiuni mari.

Caracteristica spectrală a superorticonului este destul de apropiată de caracteristica ochiului omenesc, diferenţe mai mari apărînd în domeniul radiaţiilor albastre unde sensibilitatea tubului este mai ridicată decît a ochiului.

O bună putere de rezoluţie a fost greu de obţinut la tubul superorticon, din cauza procesului complicat de transformare a imaginii în semnal electric. În secţiunea imaginii, în care imaginea optică se transformă în relieful de potenţial corespunzător, forţele de repulsie dintre electroni acţionează intens în imediata apropiere a fotocatodului, unde fotoelectronii nu au căpătat încă viteză suficientă, limitînd posibilităţile de focalizare. Formarea fidelă a reliefului de potenţial pe ţintă este influenţată de fineţea grilei şi de apropierea ei de ţintă. Sarcinile acumulate pot să se difuzeze de-a lungul suprafeţelor ţintei, prin rezistenţele de conducţie longitudinală ale ţintei (R_l din fig. 5. 50), care trebuie să aibă valori cît mai ridicate. În faza explorării reliefului de potenţial, puterea de rezoluţie este influenţată de diametrul fasciculului de electroni şi de unghiul de incidenţă pe ţintă. Dacă fasciculul nu atacă ţinta ortogonal, la sosirea lor pe ţintă electronii au o componentă tangenţială a vitezei, care tinde să-i deplaseze de-a lungul ţintei, mărind astfel suprafaţa de contact dintre fascicul şi ţintă. Cu toate aceste dificultăţi, tuburile superorticon de bună calitate şi corect reglate asigură reproducerea a 800—900 linii, ceea ce este pe deplin satisfăcător pentru televiziunea radiodifuzată.

În concluzie, tubul superorticon asigură următoarele avantaje în raport cu celelalte tuburi videocaptoare:

— o mare sensibilitate;

— îmbunătăţirea substanţială a definiţiei, datorită reducerii în mare măsură a curenţilor de redistribuţie a electronilor;

— funcţionare corectă într-o gamă largă de iluminări şi de contraste;

— datorită amplificării interne prin multiplicator a curentului de semnal, amplificatoarele conectate la ieşirea superorticonului sînt mai simple;

— tubul nu necesită corecţie pentru distorsiunile de pată neagră sau trapez.

Principalele deficienţe ale superorticonului sînt:

— tubul are o construcţie foarte complicată, fabricarea ţintei şi a grilei fiind extrem de dificilă; din această cauză preţul de cost al tubului este ridicat;

— apariţia fenomenului de halo întunecat în jurul suprafeţelor luminoase;

— modulaţia curentului de semnal este negativă, adică curentul maxim se obţine la nivelul de negru. În consecinţă, toate iregularităţile produse de mulţimea electronilor din fasciculul revenit de la ţintă şi trecut prin multiplicatorul electronic apar cu intensitate maximă pe porţiunile întunecate ale imaginii reproduse, unde ochiul le deosebeşte uşor. Din această cauză raportul *semnal/perturbaţie* obţinut la nivelele reduse de iluminare este defavorabil;

— regimul optim de lucru al tubului este critic şi necesită multe reglaje.

5. VIDICONUL

a. **Generalități.** Vidiconul este un tub videocaptor, care utilizează efectul fotoelectric intern caracterizat printr-un mare randament cuantic. Fenomenul fotoelectric intern, care apare la unele substanțe cu proprietăți semiconductoare, se manifestă sub forma modificării rezistenței electrice a substanței expuse la lumină. Acest fenomen se utilizează în tubul vidicon pentru transformarea imaginii luminoase în imagine electrică reprezentată sub forma unui relief de potențial, ajungîndu-se să se realizeze un tub sensibil cu o construcție cît se poate de simplă.

Principalul neajuns al fenomenului fotoelectric intern este inerția pe care o prezintă variația rezistivității în raport cu excitația luminoasă aplicată. Această inerție a făcut mult timp imposibilă utilizarea fenomenului de fotoconductivitate la realizarea tuburilor videocaptoare. Cercetările efectuate în ultimii 15 ani în domeniul straturilor subțiri au permis să se reducă inerția efectului fotoelectric intern suficient de mult pentru ca în unele transmisiuni de televiziune să nu altereze claritatea imaginilor obiectelor în mișcare.

Cercetările de laborator au arătat că în cazul utilizării fenomenului de fotoconductivitate, sensibilitatea electrică poate fi de 200 ori mai mare decît sensibilitatea atinsă pe baza fenomenului fotoelectric extern. Explicația acestei mari diferențe constă în aceea că în cazul fenomenului fotoelectric extern, energia semnalului video se obține direct din energia fluxului luminos incident, pe cînd în cazul fotoconductivității energia este obținută de la o sursă de energie electrică exterioară, fluxul luminos servind numai pentru comanda curentului debitat de sursă pe rezistența de sarcină.

b. **Construcția.** Tubul vidicon este realizat într-un balon cilindric de sticlă. Diametrul balonului este determinat de destinația vidiconului, în mod normal de circa 25 mm. Există însă și vidicoane mai mici (de dimensiunile unei țigări), realizate pentru aplicații științifice, precum și vidicoane cu rezoluție ridicată avînd diametrul de peste 25 mm. Peretele frontal al balonului este șlefuit, și în partea interioară are depus un strat dintr-un material conductor transparent *1* (fig. 5. 52). Deasupra stratului conductor se depune o substanță fotoconductivă *2*, de obicei trisulfură de stibiu. Grosimea stratului fotoconductor este determinată de două considerente contradictorii.

Pe de o parte, stratul trebuie să fie suficient de gros pentru a absorbi în întregime energia luminoasă incidentă, iar, pe de altă parte, să fie suficient de subțire pentru a nu înrăutăți definiția imaginii datorită fenomenului de difuzie a sarcinilor electrice. Compromisul între aceste două condiții se realizează satisfăcător pentru grosimea stratului de ordinul a 50 μ. Fasciculul electronic explorator este generat de un tun format din catodul *3*, încălzit de filamentul *4*, din grila de comandă a intensității fasciculului *5* și anodul de focalizare *6*. Al doilea anod 7 de accelerare și focalizare are lungime mare, ajungînd pînă în apropierea țintei.

Focalizarea fasciculului de electroni se face combinat, în cîmpul magnetic axial creat de bobina de focalizare *10* și de lentila electrostatică formată între cei doi anozi. Sistemul de deviație a fasciculului cuprinde două perechi de bobine *9* avînd axele așezate perpendicular între ele. Pentru ca fasciculul să ajungă

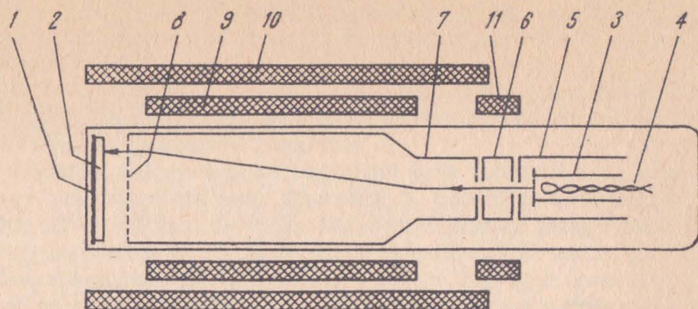


Fig. 5.52. Construcția vidiconului:

1 — peliculă conductoare transparentă; 2 — strat de semiconductor fotoconductiv; 3 — catod; 4 — filament; 5 — grilă; 6 — anod de focalizare; 7 — al doilea anod de focalizare și accelerare; 8 — grilă de frînare; 9 — bobină de deflexie; 10 — bobină de focalizare; 11 — bobină de aliniere.

la țintă cu un unghi de incidență de 90°, bobinele de deflexie creează cîmpuri magnetice a căror acțiune încetează la o anumită distanță de țintă. Sub influența cîmpului magnetic de focalizare, electronii sînt reîndreptați pe traiectorii paralele cu direcția cîmpului de focalizare, în același mod ca la superorticon.

O bobină suplimentară 11 de aliniere corectează direcția fasciculului care intră în cîmpul magnetic focalizator în așa fel încît să coincidă cu direcția cîmpului. În acest fel se obține focalizarea optimă a fasciculului explorator.

Din punct de vedere funcțional se deosebesc două tipuri de vidicoane, și anume: vidiconul cu explorare prin electroni rapizi și vidiconul cu explorare prin electroni lenți. Cele două tipuri de tuburi au construcția identică, cu excepția unui electrod de frînare prevăzut la vidiconul cu explorare prin electroni lenți. Acest electrod este realizat sub forma unei plase fine așezate în capătul anodului de accelerare, în imediata apropiere a țintei.

El are rolul de a crea un cîmp electric de frînare foarte intens și cît mai uniform.

c. **Funcționarea vidiconului cu explorare prin electroni rapizi.** În acest regim, anodul de accelerare al vidiconului se conectează la masă, iar placa de semnal se negativează față de anod cu cîțiva zeci de volți (fig. 5. 53). Între placa de semnal și sursa de polarizare se introduce rezistența de sarcină R_S la bornele căreia apare semnalul de ieșire al tubului. Catodul se conectează la o tensiune negativă de 300 V față de anodul de accelerare. Primului anod de focalizare i se aplică o ten-

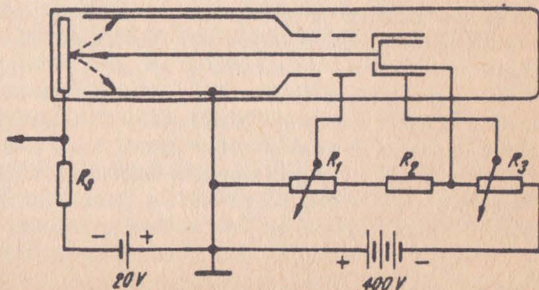


Fig. 5.53. Conectarea vidiconului cu electroni rapizi

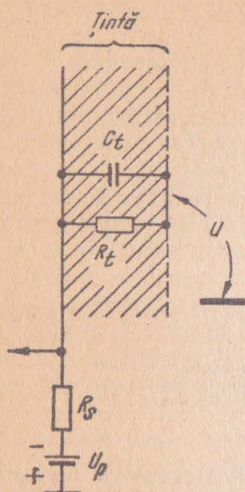


Fig. 5.54. Circuitul echivalent al țintei.

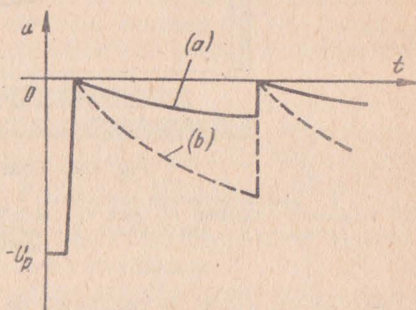


Fig. 5.55. Diagrama tensiunii feței libere a țintei vidiconului cu explorare prin electroni rapizi.

siune negativă în raport cu cel de-al doilea anod, reglabilă, în vederea ajustării focalizării.

Intensitatea fasciculului de electroni se reglează cu ajutorul negativării aplicate prin potențiometrul R_3.

Ținta vidiconului, ca și ținta superorticonului, se comportă ca o mulțime de circuite *RC* elementare (fig. 5. 54). Între cele două fețe ale stratului fotoconductiv apare capacitatea transversală C_t. Rezistența dintre aceste două suprafețe, R_t, este determinată de intensitatea luminii care cade în punctul considerat al țintei, fiind maximă în întuneric.

În lipsa iluminării exterioare și în absența fasciculului explorator capacitatea C_t este descărcată și diferența de tensiune dintre cele două fețe ale țintei este nulă. Datorită sursei de polarizare U_p, tensiunea feței libere a țintei față de masă, *U*, este egală cu U_p (porțiunea de început a curbei *a* din fig. 5.55). În momentul trecerii fasciculului analizor, datorită energiei mari a electronilor incidenți se produce o emisiune secundară la suprafața țintei și electronii emiși sînt captați de anodul de accelerare, pozitiv în raport cu ținta. Datorită eliberării electronilor secundari, potențialul *U* scade și tinde să devină chiar pozitiv. Acest lucru însă nu se poate produce deoarece punctele pozitive ale țintei captează electronii emiși și numărul de electroni secundari ajunși la anod scade. Deci la trecerea fasciculului analizor punctele suprafeței țintei sînt aduse succesiv la zero și capacitatea transversală se încarcă la tensiunea U_p. Între două treceri succesive ale fasciculului, capacitatea C_t se descarcă prin rezistența transversală a țintei. La fiecare explorare, fasciculul încarcă capacitatea C_t, curentul de încărcare dînd naștere la o cădere de tensiune la bornele rezistenței de sarcină R_S. Dacă iluminarea țintei este nulă, rezistența transversală este mare și descărcarea capacității C_t este redusă (curba *a*). Pe rezistența de sarcină se obține un semnal redus. Pe măsura creșterii iluminării rezistența

R_t scade, şi capacitatea se descarcă mai repede (curba *b*) ; amplitudinea curentului de încărcare creşte şi simultan creşte şi semnalul de la bornele rezistenţei de sarcină.

Semnalul astfel obţinut are nivelul de negru la tensiunea pozitivă în raport cu nivelul de alb, astfel că tubul vidicon cu explorare cu electroni rapizi produce semnalele video de polaritate negativă.

d. **Funcţionarea vidiconului cu explorare prin electroni lenţi.** La vidiconul cu explorare prin electroni lenţi diferenţa de potenţial a ţintei în raport cu catodul este de cîţiva zeci de volţi. În acest regim de funcţionare tubul este polarizat ca în schema 5. 56. Catodul se conectează la masă, iar ţintei i se aplică o tensiune pozitivă de la sursa de tensiune U_p, prin rezistenţa de sarcină R_S. Grila de frînare de la capătul anodului de accelerare micşorează viteza electronilor atît de mult încît la bombardarea ţintei nu se produce emisiune secundară.

Intensitatea cîmpului magnetic de focalizare se stabileşte astfel încît ţinta să se afle în dreptul unui punct în care traiectoriile elicoidale ale electronilor se intersectează cu axa fasciculului. În această situaţie grila cade într-o zonă unde electronii sînt dispersaţi la maximum şi se evită umbrirea ţintei de către imaginea grilei.

Potenţialul U al feţei libere a ţintei, în lipsa explorării şi în întuneric, se stabileşte la valoarea tensiunii sursei de polarizare U_p. La bombardarea ţintei de fasciculul explorator, potenţialul fiecărui punct se aduce la potenţialul catodului, adică la zero (fig. 5. 57). Capacităţile elementare C_t se încarcă la tensiunea sursei U_p. Între două explorări, capacitatea se descarcă. Viteza de descărcare este invers proporţională cu mărimea rezistenţei transversale R_t. La iluminări puternice descărcarea e mai intensă (fig. 5. 57, curba *b*), curentul de încărcare dînd naştere la un semnal mai mare la bornele rezistenţei de sarcină R_S.

Se observă că, datorită descărcării, tensiunea la bornele capacităţilor C_t variază în sens pozitiv, adică invers ca la vidiconul cu explorare cu electroni rapizi, şi semnalele video obţinute sînt de polaritate pozitivă.

e. **Caracteristicile vidiconului.** Sensibilitatea vidiconului este apropiată de sensibilitatea superorticonului, cu toate că funcţionarea şi construcţia primului sînt mult mai simple. De aceea vidiconul poate fi folosit în studiouri, dacă se asigură o iluminare adecvată.

Caracteristica fotoelectrică a vidiconului este uşor curbată la iluminări mari, ceea ce face ca tubul să redea o gamă mai întinsă de străluciri ale scenei. În ceea ce priveşte raportul *semnal/perturbaţie* la iluminări mari, el este mai bun decît la tubul superorticon. La iluminări reduse însă, superorticonul este superior vidiconului din punctul de vedere al raportului *semnal/perturbaţie*. Caracteristica spectrală a vidiconului este determinată de natura stratului fotoconductiv. Pentru vidicoanele obişnuite maximul sensibilităţii spectrale se situează pe la lungimi de undă de ordinul a 460 nm, corespunzînd satisfăcător la culorile spectrului vizibil. Vidiconul fiind sensibil şi la radiaţiile din domeniul ultravioletului, el poate fi utilizat şi pentru aceste radiaţii. În acest caz, peretele frontal al balonului se confecţionează din cuarţ, întrucît sticla absoarbe radiaţiile ultraviolete.

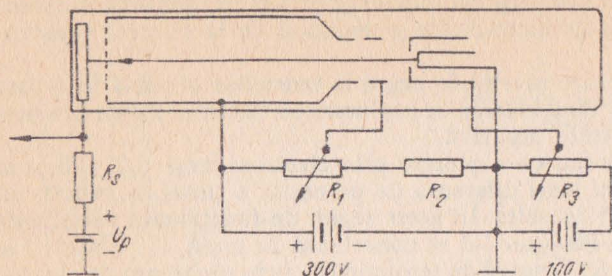


Fig. 5.56. Conectarea vidiconului cu electroni lenţi.

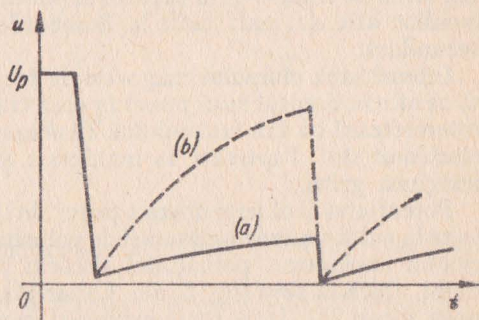


Fig. 5.57. Diagrama tensiunii feţei libere a ţintei vidiconului cu explorare prin electroni lenţi.

Puterea de rezoluţie a vidiconului, dată fiind dimensiunea mică a ţintei, este destul de redusă.

Vidiconul standard, cu diametrul de 25 mm, permite separarea a pînă la 600 de linii.

Pe lîngă toate avantajele sale, vidiconul prezintă un neajuns foarte important de care s-a mai amintit: inerţia. Acest efect limitează definiţia imaginilor în mişcare rapidă, prin apariţia unor dîre care se pierd treptat în urma acestora. Inerţia vidiconului are două cauze. Prima rezidă în însăşi inerţia fenomenului fotoconductiv. A doua cauză este inerţia încărcării capacităţilor ţintei. La intensităţi mici ale fasciculului explorator capacităţile elementare se pot încărca complet numai după mai multe treceri ale fasciculului analizor.

Inerţia încărcării se poate micşora prin mărirea curentului de fascicul, astfel că ea devine mai puţin importantă decît inerţia fenomenului fotoconductiv. S-a dovedit însă că inerţia fotoconductivităţii scade sensibil la iluminări mari; de aceea vidiconul se utilizează cu succes la transmiterea filmelor, în care caz se dispune de iluminări atît de mari încît inerţia nu mai este supărătoare.

În ceea ce priveşte semnalele parazite, acestea lipsesc aproape în întregime la vidiconul cu explorare prin electroni lenţi. La vidiconul cu explorare prin electroni rapizi, datorită emisiunii secundare apare un curent de distribuţie, care ca şi în cazul iconoscopului şi supericonoscopului produce distorsiuni de pată neagră.

În vidiconul cu explorare prin electroni lenți, curentul de redistribuție este neînsemnat și corecția de pată poate fi neglijată.

Datorită simplității, robusteții, dimensiunilor mici și bunei sensibilități, vidiconul este tubul videocaptor preferat pentru utilizări în scopuri industriale, unde inerția imaginii nu este prea supărătoare. În aceste utilizări, vidiconul poate funcționa în condițiile de iluminare existente, fără a fi necesare în general amenajări speciale.

În ultimul timp a fost realizată în fază de laborator o variantă de vidicon, numită „plumbicon", care are parametrii suficient de buni pentru utilizări în condiții de studio și chiar și pentru televiziune în culori.

Ameliorarea performanțelor s-a obținut prin realizarea unei ținte cu strat fotoconductiv de protoxid de plumb (PbO), aplicat printr-o tehnologie deosebită. Plumbiconul are sensibilitatea mai ridicată decît vidiconul, o caracteristică spectrală mai bună, în special în domeniul radiațiilor roșii și o inerție neglijabilă. Puterea de rezoluție s-a mărit și ea, ajungînd comparabilă cu rezoluția superorticonului.

CAPITOLUL

6

CIRCUITE ELECTRONICE ÎN REGIM DE IMPULSURI

A. CARACTERISTICILE IMPULSURILOR

Prin impulsuri electrice se înţeleg acele semnale a căror evoluţie în timp poate fi descrisă cu ajutorul unor legi simple şi bine cunoscute. Din categoria acestor legi simple se exceptează în general semnalele armonice (sinusoidale), care se consideră ca semnale fundamentale.

Atît impulsurile, cît şi modificările lor în circuitele electrice se pot studia pe baza caracteristicilor temporale (de timp) sau a caracteristicilor de frecvenţă.

1. CARACTERISTICI TEMPORALE

Prin *caracteristică temporală* se înţelege modul în care decurg în timp variaţiile unei mărimi electrice (tensiune, curent sau putere) care reprezintă semnalul. Impulsurile periodice se caracterizează prin aceea că fazele variaţiei se repetă la intervale regulate de timp. Impulsurile neperiodice sînt impulsurile care se repetă la intervale neregulate sau care se repetă la intervale de timp atît de mari încît pot fi considerate ca unice.

Cele mai simple impulsuri periodice sînt impulsurile dreptunghiulare, a căror variaţie în timp este reprezentată grafic în figura 6.1, *a*. Pe axa absciselor s-a reprezentat timpul, iar pe ordonată mărimea electrică, cel mai adesea tensiunea. Impulsurile dreptunghiulare se caracterizează prin salturile instantanee ale tensiunii între o valoare minimă şi una maximă. În figura 6.1 s-a notat cu U ampli-

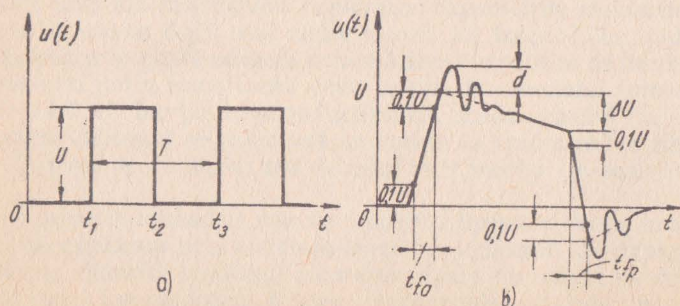


Fig. 6.1. Impulsuri dreptunghiulare (*a*) şi distorsiunile lor specifice (*b*).

tudinea impulsurilor. Intervalul de timp t_2-t_1 reprezintă *durata impulsului*, iar t_3-t_2, pauza dintre impulsuri. $T = t_3-t_1$ este *perioada de repetiție a impulsurilor*.

Găsirea unei funcții analitice unice care să redea variația în timp a impulsurilor dreptunghiulare este dificilă. De aceea se recurge la înlocuirea funcției unice prin mai multe funcții simple, fiecare valabilă pentru un anumit interval de timp. Aceste funcții, în cazul impulsurilor dreptunghiulare, sînt:

$$u(t) = \begin{cases} U \text{ pentru } (t_1 + nT) < t \leqslant (t_2 + nT) \\ 0 \text{ pentru } (t_2 + nT) < t \leqslant (t_3 + nT) \end{cases} \quad (6.1)$$

Termenul nT, în care n este un număr întreg, arată periodicitatea impulsurilor. Impulsurile unice se pot considera ca fiind un caz particular al impulsurilor periodice, și anume acela în care pauza dintre impulsuri devine foarte mare, adică:

$$(t_3 - t_2) \rightarrow \infty \quad (6.2)$$

Un parametru specific impulsurilor dreptunghiulare este raportul dintre durata impulsului și perioada de repetiție:

$$k = \frac{t_2-t_1}{t_3-t_1} = \frac{t_2-t_1}{T}. \quad (6.3)$$

Acest raport se numește *coeficient de umplere*.

Impulsurile de forma idealizată din figura 6.1, *a* nu pot fi produse în practică.

Presupunînd totuși că ar exista o sursă de asemenea impulsuri, forma ideală s-ar pierde prin trecerea impulsurilor prin diferite circuite electronice. Distorsionarea formei impulsurilor este determinată de caracteristicile circuitelor prin care ele trec, în general putînd apărea trei tipuri de distorsiuni. În figura 6.1, *b* s-a reprezentat forma unui impuls dreptunghiular distorsionat. O primă distorsiune constă în faptul că schimbările de tensiune de la 0 la valoarea U și invers nu se mai produc instantaneu, ci într-un anumit interval de timp, denumit *durata frontului*. Se definește durata frontului ca fiind intervalul de timp necesar modificării tensiunii de la 0,1 la 0,9 din amplitudinea totală U a impulsului. În funcție de frontul la care ne referim, se deosebesc *durata frontului anterior*, notat cu t_{fa}, și *durata frontului posterior*, notat cu t_{fp}. O altă distorsiune apare sub forma scăderii treptate a tensiunii, în loc ca ea să se mențină constantă pe toată durata impulsului. Scăderea maximă ΔU a tensiunii, raportată la amplitudinea U a impulsului, se numește *căderea palierului*.

În anumite condiții, salturile de creștere și de descreștere ale tensiunii sînt însoțite de oscilații sinusoidale amortizate. În aceste cazuri tensiunea poate depăși valoarea amplitudinii impulsului, producînd distorsiuni de *supracreștere*. Se definește supracreșterea relativă ca fiind depășirea maximă d raportată la amplitudinea U a impulsurilor.

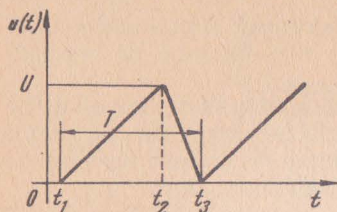


Fig. 6.2. Impulsuri liniar-variabile (în dinte de ferăstrău).

Dacă impulsurile trec prin circuite electronice neliniare, pe lîngă aceste trei tipuri de distorsiuni, numite *liniare*, mai pot apărea și alte distorsiuni, numite *neliniare*.

Un alt semnal adesea întîlnit în circuitele care funcționează în regim de impulsuri, este *semnalul liniar variabil*, sau *în dinte de ferăstrău*, reprezentat în figura 6.2. Acesta se caracterizează printr-o creștere liniară în timp pînă la atingerea unei valori maxime U, urmată de o revenire liniară la valoarea minimă. Expresia analitică a impulsului în dinte de ferăstrău este:

$$u(t) = \begin{cases} U \dfrac{t-t_1}{t_2-t_1} \text{ pentru } (t_1 + nT) \leqslant t \leqslant (t_2 + nT) \\ U \dfrac{t_3-t}{t_3-t_2} \text{ pentru } (t_2 + nT) \leqslant t \leqslant (t_3 + nT) \end{cases} \qquad (6.4)$$

2. CARACTERISTICI DE FRECVENȚĂ

Așa precum prin *caracteristica temporală* se înțelege variația tensiunii semnalelor de timp, prin *caracteristica de frecvență* sau *spectru*, se înțelege modul de distribuție a tensiunii în funcție de frecvență.

În cazul celui mai simplu semnal periodic, oscilația sinusoidală de frecvență f_0 și amplitudine U_0, spectrul arată ca în figura 6.3. La frecvența f_0 amplitudinea tensiunii este U_0, iar la toate celelalte frecvențe este egală cu zero.

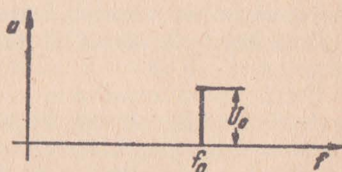


Fig. 6.3. Spectrul unei oscilați sinusoidale de frecvență f_0.

Nu tot atît de simplu arată spectrele semnalelor nesinusoidale. Se cunoaște faptul că orice semnal periodic se poate descompune într-o sumă de oscilații sinusoidale, numite armonice, ale căror frecvențe sînt multiplii întregi ai semnalului original. Matematic, această descompunere se efectuează cu ajutorul relației lui Fourier:

$$u(t) = u_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cos n\omega t = \\ = u_0 + \sum_{n=1}^{\infty} U_n \cos (n\omega t + \varphi_n), \qquad (6.5)$$

în care:

$$u = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)\, dt \qquad (6.6)$$

este componenta continuă a semnalului, iar:

$$A_n = \frac{2}{T}\int_0^T u(t)\sin n\,\omega\,t\,dt \quad (6.7)$$

şi

$$B_n = \frac{2}{T}\int_0^T u(t)\cos n\,\omega\,t\,dt \quad (6.8)$$

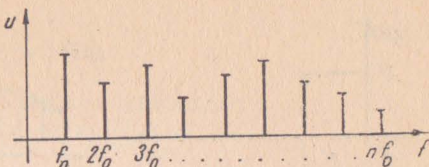


Fig. 6.4. Spectrul unui semnal nesinusoidal.

determină amplitudinea armonicelor:

$$U_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}. \quad (6.9)$$

Prin ω s-a notat pulsaţia (frecvenţa unghiulară):

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}. \quad (6.10)$$

Datorită armonicelor superioare, spectrele semnalelor nesinusoidale sînt formate din segmente de dreaptă verticale, a căror lungime este proporţională cu amplitudinea armonicei, dispuse la multiplii întregi ai frecvenţei semnalului (fig. 6. 4).

Exemplu. Să se determine spectrul impulsurilor dreptunghiulare din fig. 6.1. Pentru aceasta se calculează întîi u_0, A_n şi B_n, cu ajutorul funcţiei (6.1), schimbînd limitele de integrare de la t_1 la $t_1 + T = t_3$ şi observînd că integrala de la t_2 la t_3 este nulă datorită faptului că $u(t) = 0$:

$$u_0 = \frac{1}{T}\int_{t_1}^{t_2} U\,dt = \frac{U}{T}(t_2 - t_1) = kU, \quad (6.11)$$

unde k este coeficientul de umplere.

$$A_n = \frac{2}{T}\int_{t_1}^{t_2} U \sin n\,\omega\,t\,dt = \frac{U}{n\pi}(1 - \cos 2n\,k\,\pi) \quad (6.12)$$

$$B_n = \frac{2}{T}\int_{t_1}^{t_2} U \cos n\,\omega\,t\,dt = \frac{U}{n\pi}\sin 2n\,k\,\pi \quad (6.13)$$

Amplitudinea armonicei de ordinul n este:

$$U_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} = \frac{2U}{n\pi}\sin n\,k\,\pi. \quad (6.14)$$

Ultimul rezultat arată că amplitudinea armonicelor superioare scade cu atît mai mult cu cît creşte n — ordinul armonicei. Această constatare este deosebit de importantă, deoarece arată că pentru a distorsiona impulsurile cît mai puţin, circuitele trebuie să transmită în mod uniform cît mai multe din armonicele superioare, adică să aibă o bandă de frecvenţe cît mai largă.

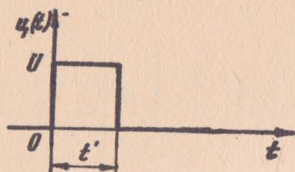


Fig. 6.5. Forma semnalului aplicat la intrare.

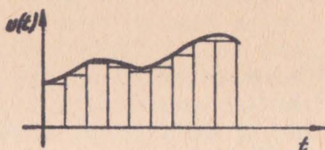


Fig. 6.6. Aproximarea unui semnal oarecare prin impulsuri dreptunghiulare.

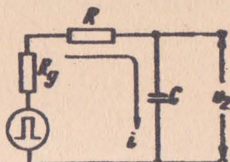


Fig. 6.7. Circuit *RC*.

B. RĂSPUNSUL CIRCUITELOR LA IMPULSURI

Prin *răspuns* se înțelege semnalul care apare la ieșirea unui circuit electric, atunci cînd la intrarea lui se aplică impulsuri de formă idealizată. Desigur, răspunsul circuitelor este determinat de structura lor, dar și de forma impulsului aplicat la intrare.

În cele ce urmează se va urmări răspunsul unor circuite elementare la impulsuri dreptunghiulare ideale. Se consideră impulsuri dreptunghiulare de amplitudine egală cu U, ca în figura 6.5, al căror front anterior începe în momentul $t = 0$, impulsul durînd un anumit timp t'. Rezultatele analizei răspunsului circuitelor la impulsuri dreptunghiulare se pot extinde și asupra impulsurilor de formă mai complicată, deoarece acestea se pot aproxima printr-o succesiune de impulsuri dreptunghiulare de amplitudini și durate determinate (fig. 6.6).

1. RĂSPUNSUL CIRCUITULUI RC ȘI RL

Se consideră că la intrarea unui circuit format dintr-o rezistență R înseriată cu o capacitate C este conectat un generator de impulsuri dreptunghiulare, care are rezistența interioară R_g (fig. 6.7). Drept ieșire a circuitului se vor considera bornele condensatorului C.

Aplicînd prima lege a lui Kirchhoff (suma căderilor de tensiune dintr-un circuit este egală cu suma tensiunilor electromotoare), se obține:

$$(R + R_g)\, i + \frac{1}{C}\int_0^t i\, dt = u_1 = U. \qquad (6.15)$$

Această ecuație integrală se transformă într-o ecuație diferențială prin derivare:

$$(R + R_g)\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\, i = 0.$$

Împărțind cu $(R + R_g)$ și notînd $(R + R_g)\, C = \tau$, ecuația devine:

$$\frac{di}{dt} + \frac{1}{\tau}\, i = 0.$$

Ecuația are soluția de forma:

$$i = A\, e^{-pt},$$

în care: A și p sînt două constante care trebuie determinate;
$e = 2{,}718$ este baza logaritmilor naturali.

Înlocuind soluția în ecuație, rezultă:

$$-A\, p\, e^{-pt} + \frac{1}{\tau} A\, e^{-pt} = 0$$

de unde $p = \frac{1}{\tau}$.

Pentru a-l determina pe A, se are în vedere faptul că la momentul $t = 0$, cînd condensatorul este complet descărcat, el se comportă ca un scurtcircuit și curentul are valoarea:

$$i\,(0) = \frac{U}{R + R_g}.$$

Egalînd cu soluția ecuației, în care se pune $t = 0$, rezultă:

$$A = \frac{U}{R + R_g}.$$

Cu aceasta se poate scrie legea de variație în timp a curentului prin circuitul din figura 6.7:

$$i(t) = \frac{U}{R + R_g} e^{-\frac{t}{\tau}}. \tag{6.16}$$

Tensiunea de ieșire din circuit se obține la bornele condensatorului C și este:

$$u_2 = \frac{1}{C}\int_0^t i\, dt = U - (R + R_g)\, i.$$

Înlocuind curentul, rezultă:

$$u_2 = U\,(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}). \tag{6.17}$$

Variația în timp a tensiunii de ieșire și a curentului sînt reprezentate grafic în figura 6.8.

Se observă că atît tensiunea u_2 cît și curentul i variază rapid la început, apoi din ce în ce mai încet, tensiunea tinzînd către amplitudinea impulsului aplicat de generator, iar curentul către zero. Intervalul de timp după trecerea căruia se poate considera că tensiunea, respectiv curentul, s-au apropiat suficient de mult de valorile finale (zise și staționare) este determinat de constanta de timp a circuitului:

$$\tau = (R + R_g)\, C.$$

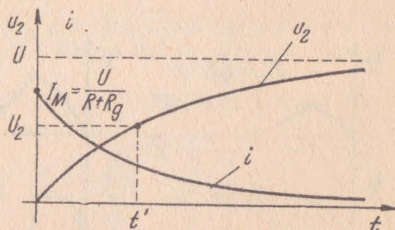


Fig. 6.8. Variația în timp a tensiunii și curentului din circuitul RC.

Constanta de timp nu este numai o ficţiune matematică, ci are şi o însemnătate practică. În cazul curentului, ea reprezintă intervalul de timp în care valoarea sa instantanee ajunge egală cu $1/e$ din valoarea maximă:

$$i = \left| I_M e^{-\frac{t}{\tau}} \right|_{t=\tau} = I_M e^{-\frac{\tau}{\tau}} = \frac{I_M}{e} = 0{,}368\, I_M.$$

Pentru tensiune este:

$$u_2(\tau) = U(1 - e^{-\frac{\tau}{\tau}}) = U\left(1 - \frac{1}{e}\right) = 0{,}632\, U.$$

După trecerea intervalului de timp t', cît durează impulsul de la intrarea circuitului, tensiunea de la ieşirea lui atinge valoarea:

$$U_2 = \left[1 - e^{-\frac{t}{(R+R_g)C}}\right] U = (1 - e^{-\frac{t'}{\tau}})\, U, \qquad (6.18)$$

care este cu atît mai apropiată de amplitudinea impulsului de intrare cu cît t' este mai mare, în raport cu constanta de timp a circuitului τ.

Pentru $t > t'$, tensiunea $u_1(t) = 0$ şi tensiunea de la ieşirea circuitului va tinde exponenţial către zero:

$$u_2(t) = U_2\, e^{-\frac{t-t'}{\tau}} \qquad (6.19)$$

datorită descărcării condensatorului C prin rezistenţele R şi R_g înseriate.

În acest fel, un impuls dreptunghiular care trece printr-un circuit RC avînd ieşirea pe condensator, se transformă într-un impuls format din două curbe exponenţiale. Distorsionarea formei dreptunghiulare iniţiale este cu atît mai mare cu cît constanta de timp τ a circuitului este mai mare în raport cu durata impulsului. Acest lucru este ilustrat în figura 6.9, în care sînt reprezentate formele tensiunii de ieşire pentru diferite rapoarte t'/τ.

Dacă circuitul RC are elementele inversate între ele (fig. 6.10) şi tensiunea de ieşire se ia de pe rezistenţa R, atunci ecuaţia circuitului rămîne aceeaşi cu ecuaţia (6.15):

$$(R + R_g)\, i + \frac{1}{C}\int_0^t i\, dt = U,$$

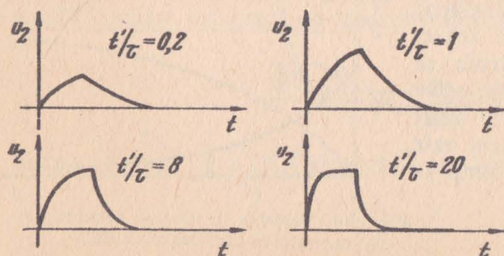


Fig. 6.9. Răspunsul circuitului din figura 6.8 pentru diferite valori ale constantei de timp.

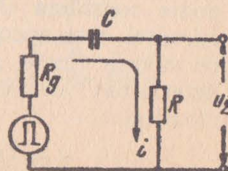


Fig. 6.10. Circuit *RC*.

a cărei soluţie a fost stabilită anterior:

$$i = \frac{U}{R + R_g} e^{-\frac{t}{\tau}}. \tag{6.20}$$

Tensiunea de ieşire este:

$$u_2 = R\,i = \frac{UR}{R + R_g} e^{-\frac{t}{\tau}}. \tag{6.21}$$

În momentul aplicării impulsului, condensatorul se comportă ca un scurtcircuit şi tensiunea de intrare se regăseşte la ieşire, divizată de divizorul de tensiune format de rezistenţele R şi R_g. Apoi condensatorul începe să se încarce şi tensiunea la bornele lui creşte exponenţial şi, în consecinţă, tensiunea la bornele rezistenţei scade exponenţial. La sfîrşitul impulsului dat de generator tensiunea de ieşire este:

$$U_2 = \frac{R}{R + R_g} U e^{-\frac{t'}{\tau}}. \tag{6.22}$$

După încetarea impulsului, tensiunea de ieşire devine brusc negativă, apoi scade exponenţial:

$$u_2(t) = \frac{R}{R + R_g} U \left(1 - e^{-\frac{t'}{\tau}}\right) e^{-\frac{t}{\tau}}. \tag{6.23}$$

Schimbarea polarităţii tensiunii $u_2(t)$ după dispariţia impulsului de intrare corespunde inversării curentului i la trecerea de la încărcarea la descărcarea condensatorului.

Distorsiunile impulsurilor dreptunghiulare care trec prin circuitul RC cu ieşirea pe rezistenţă sînt cu atît mai mici cu cît constanta de timp a circuitului este mai mare în raport cu durata impulsurilor, fapt ilustrat în figura 6.11.

Circuitul din figura 6.10 este foarte des utilizat ca circuit de cuplaj între diferite etaje. Pentru ca aceste circuite să provoace distorsiuni cît mai reduse ale impulsurilor dreptunghiulare, este necesar să aibă constante de timp de cel puţin 10 ori mai mari decît durata impulsurilor pe care le transmit.

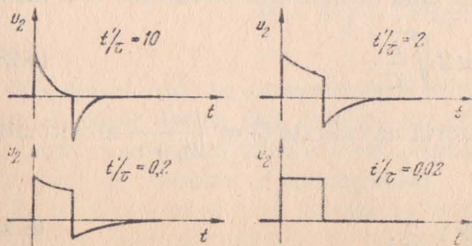


Fig. 6.11. Răspunsul circuitului din figura 6.10 pentru diferite valori ale constantei de timp.

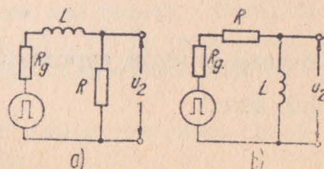


Fig. 6.12. Circuite *RL*.

Se poate arăta că în cazul circuitelor *RL* se obţin rezultate similare în ceea ce priveşte variaţia în timp a tensiunii de ieşire u_2, cu condiţia ca constanta de timp a circuitului *LR*:

$$\tau = \frac{L}{R + R_g} \tag{6.24}$$

să fie egală cu constanta circuitului *RC*. Astfel, circuitul din figura 6.12, *a* se comportă analog cu cel din figura 6.7, iar circuitul din figura 6.12, *b*, cu cel din figura 6.10.

2. RĂSPUNSUL CIRCUITULUI *RCL*

Se presupune că unui circuit *RCL* format din elemente conectate în serie i se aplică impulsuri dreptunghiulare de la un generator de rezistenţă internă R_g (fig. 6.13). Curentul i care trece prin circuit dă naştere la tensiuni la bornele elementelor. Între capetele celor două rezistenţe $R_g + r = R$ apare căderea de tensiune:

Fig. 6.13. Circuit *RLC*.

$$U_R = Ri. \tag{6.25}$$

La bornele inductanţei:

$$U_L = L\frac{di}{dt} \tag{6.26}$$

La bornele capacităţii:

$$U_c = U_2 = \frac{1}{C}\int i dt \tag{6.27}$$

Suma acestor tensiuni este egală cu tensiunea impulsului U aplicat:

$$L\frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C}\int i\,dt = U. \tag{6.28}$$

Rezolvînd această ecuaţie, se obţine răspunsul circuitului *RLC*. Acest răspuns poate avea trei forme, în funcţie de gradul de amortizare a circuitului: răspuns oscilant, aperiodic, sau critic (fig. 6.14).

Răspunsul oscilant se obţine atunci cînd amortizarea circuitului este mică:

$$R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}. \tag{6.29}$$

Aceeaşi condiţie, exprimată prin factorul de calitate $Q = \frac{\omega L}{R_g + r}$ al circuitului, este:

$$Q > \frac{1}{2}. \tag{6.30}$$

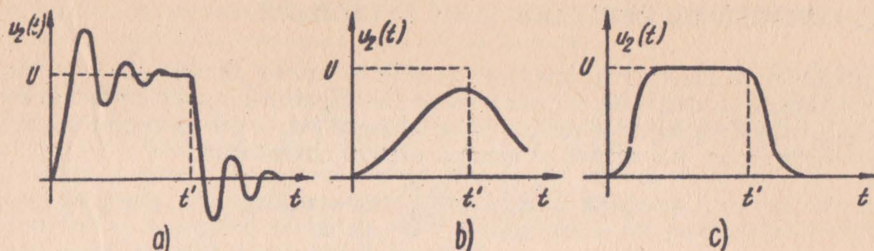


Fig. 6.14. Răspunsul circuitului *RLC* la impulsuri dreptunghiulare:
a — răspuns oscilant; *b* — răspuns aperiodic; *c* — răspuns aperiodic critic.

Impulsul la ieşire nu mai creşte instantaneu, ci într-un timp finit, cu atît mai mare cu cît frecvenţa de rezonanţă a circuitului:

$$f = \frac{1}{2\sqrt{LC}} \tag{6.31}$$

este mai coborîtă.

Palierul impulsului nu este drept, ci are suprapusă o oscilaţie amortizată. La încetarea impulsului, trecerea la tensiunea zero se face prin oscilaţii amortizate?

Dacă:

$$R > 2\sqrt{\frac{L}{C}}, \text{ respectiv } Q < \frac{1}{2}, \tag{6.32}$$

răspunsul este aperiodic (fig.6.14, *b*). În acest caz u_2 are o creştere lentă şi este posibil ca să nu atingă amplitudinea impulsului de la intrare, iar oscilaţiile amortizate lipsesc. Creşterea este cu atît mai lentă cu cît amortizarea este mai puternică.

Răspunsul critic se obţine la limita de separare a regimului oscilant de cel aperiodic, pentru:

$$R = 2\sqrt{\frac{L}{C}}, \text{ respectiv } Q = \frac{1}{2}. \tag{6.33}$$

Răspunsul critic se caracterizează prin durata cea mai redusă a frontului care se poate obţine fără oscilaţii amortizate (fig. 6.14, *c*). În multe cazuri se caută să se obţină tocmai acest răspuns, care este cel mai puţin distorsionat faţă de impulsul dreptunghiular.

Pe baza acestor cîtorva noţiuni de bază se poate trece la descrierea circuitelor mai frecvent întîlnite în tehnica impulsurilor.

C. CIRCUITE DE DERIVARE ȘI DE INTEGRARE

Circuitele de derivare și integrare produc la ieșirea lor semnale care sînt proporționale cu derivata, respectiv integrala impulsurilor aplicate la intrare.

Circuitul RC cu ieșire pe rezistență se folosește foarte des ca circuit de derivare (fig.6.15, *a*). S-a arătat că ecuația acestui circuit este:

$$(R + R_g)i + \frac{1}{C}\int_0^t i\,\mathrm{d}t = u_1.$$

Avînd în vedere că de această dată tensiunea u_1 nu este constantă în timp și derivînd, se obține:

$$(R + R_g)\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{C}i = \frac{\mathrm{d}u_1}{\mathrm{d}t}. \tag{6.34}$$

Dacă elementele circuitului se aleg astfel încît căderea de tensiune la bornele rezistențelor să fie neglijabilă în raport cu tensiunea la bornele capacității:

$$\left|(R + R_g)\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}\right| \ll \left|\frac{1}{C}i\right|, \tag{6.35}$$

atunci curentul prin circuit va fi cu aproximație:

$$i \simeq C\frac{\mathrm{d}u_1}{\mathrm{d}t},$$

iar tensiunea de ieșire:

$$u_2 = Ri = RC\frac{\mathrm{d}u_1}{\mathrm{d}t}. \tag{6.36}$$

Această relație este cu atît mai exactă cu cît este mai mică constanta de timp $\tau = RC$ a circuitului de derivare în raport cu durata impulsurilor. Însă

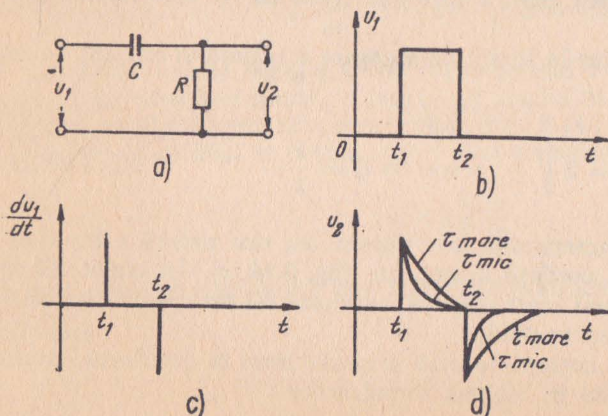


Fig. 6.15. Circuit de derivare: *a* — schema circuitului; *b* — forma semnalului aplicat la intrare; *c* — alura derivatei ideale; *d* — alura derivatei obținute.

o dată cu micşorarea constantei de timp, tensiunea de ieşire devine tot mai mică în raport cu tensiunea aplicată la intrare.

Se va determina forma tensiunii la ieşirea circuitului de derivare atunci cînd la intrare se aplică un impuls dreptunghiular (fig. 6.15, *b*). Se ştie că derivata unei curbe într-un anumit punct reprezintă tangenta la curbă în punctul respectiv. Pentru impulsul din figura 6.15, *b*, pentru $0<t<t_1$ tangenta este zero; în momentul t_1 unghiul format de tangentă cu axa orizontală este $+90°$, deci tangenta este egală cu $+\infty$; între $t_1<t<t_2$ tangenta este din nou nulă, apoi în $t = t_2$ unghiul devine de $-90°$ şi tangenta $-\infty$; pentru $t>t_2$ tangenta este nulă. Rezultă curba din figura 6.15, *c*.

Condensatorul *C* al circuitului de derivare este neîncărcat înaintea aplicării impulsului. În momentul t_1 condensatorul, care se opune variaţiilor bruşte ale tensiunii de la bornele sale, transmite saltul de tensiune la ieşire (fig. 6.15, *d*). Apoi, el se încarcă rapid prin rezistenţa *R* şi curentul de încărcare, care produce tensiunea de ieşire, scade exponenţial la zero. În momentul încetării impulsului ($t = t_2$) condensatorul era încărcat la o tensiune egală cu amplitudinea impulsului, astfel că el se descarcă prin rezistenţa *R*, dînd naştere la un curent de sens invers, rapid scăzător spre zero. Deci tensiunea de ieşire u_2 aproximează derivata ideală a tensiunii de intrare.

Circuitele de integrare realizează operaţia inversă, de integrare în raport cu timpul a tensiunii de intrare. Forma cea mai frecventă a circuitului de integrare este aceea a circuitului *RC* cu ieşire pe capacitate (fig. 6.16, *a*).

Revenind la ecuaţia (6.15):

$$(R + R_g)i + \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt = u_1$$

şi presupunînd că elementele circuitului de integrare se aleg în aşa fel încît căderea de tensiune la bornele capacităţii să fie mică, adică:

$$\left|\frac{1}{C}\int_0^t i\,dt\right| \ll \left|(R + R_g)i\right|. \tag{6.37}$$

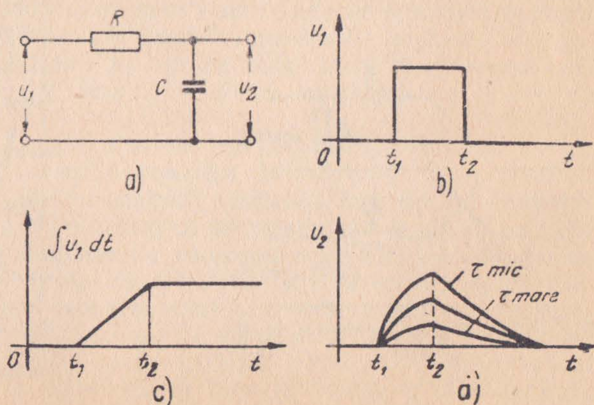


Fig. 6.16. Circuit de integrare: *a* — schema; *b* — forma semnalului de la intrare; *c* — alura integralei ideale; *d* — alura integralei date de circuit.

atunci se poate scrie:

$$(R + R_g)i \simeq u_1,$$

de unde:

$$i \simeq \frac{u_1}{R + R_g}. \tag{6.38}$$

Tensiunea de ieşire din circuitul de integrare este:

$$u_2 = \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt \simeq \frac{1}{C(R + R_g)}\int_0^t u_1\,dt$$

sau:

$$u_2 \simeq \frac{1}{\tau}\int_0^t u_1\,dt. \tag{6.39}$$

Această relaţie se realizează cu atît mai exact cu cît constanta de timp $\tau = C(R + R_g)$ a circuitului de integrare este mai mare în raport cu durata impulsurilor aplicate la intrare.

În figurile 6.16, *c* şi *d* s-a reprezentat forma integralei ideale (proporţională cu suprafaţa delimitată de axa timpului şi curba tensiunii) şi a tensiunii care se obţine la ieşirea circuitului de integrare, atunci cînd la intrare se aplică un impuls dreptunghiular (fig. 6.16, *b*).

O aplicaţie importantă în televiziune a circuitelor de derivare şi de integrare o formează circuitele de triere a impulsurilor de sincronizare. Circuitele de triere despart impulsurile de sincronizare de linii de cele de cadre pe baza diferenţei dintre duratele acestora. În acest scop şirul de impulsuri de sincronizare se aplică simultan la intrarea unui circuit de derivare (C_1R_1, fig. 6.17) şi a unuia de integrare (C_2R_2). La ieşirea circuitului de derivare vor apărea numai variaţiile bruşte ale semnalului de la intrare, iar la ieşirea circuitului de integrare apare semnal numai dacă impulsurile aplicate la intrare au durată suficientă. În figura 6.18 s-au reprezentat formele tensiunilor la ieşirea celor

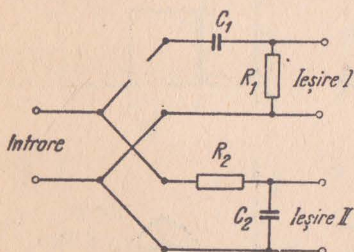


Fig. 6.17. Schema circuitului de triere.

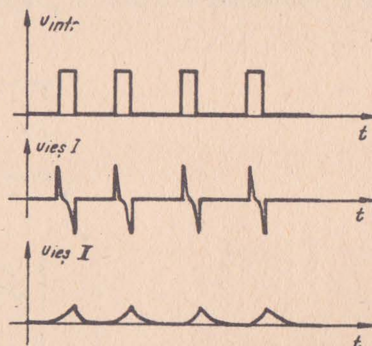


Fig. 6.18. Forma semnalelor la ieşirea celor două circuite, atunci cînd la intrare se aplică impulsuri de sincronizare linii.

două circuite pentru perioadele cînd la intrare se aplică impulsuri de sincronizare de linii. Semnalul de la ieșirea *I* se poate folosi pentru sincronizarea de linii, după ce impulsurile de polaritate negativă au fost eliminate. La ieșirea circuitului de integrare practic nu se obține semnal, condensatorul C_2 neavînd timp să se încarce în intervalul de timp scurt cît durează impulsurile.

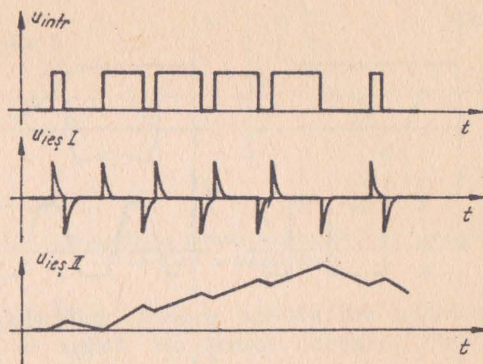


Fig. 6.19. Forma semnalelor de ieșire atunci cînd la intrare se aplică impulsuri de sincronizare cadre.

În figura 6.19 se indică formele tensiunilor de ieșire corespunzătoare momentelor transmiterii impulsului crestat, de sincronizare de cadre. La ieșirea *I* se obțin neîntrerupt impulsurile pozitive utilizabile pentru sincronizarea de linii.

Deoarece durata totală a impulsului crestat este de circa 30 de ori mai mare decît durata impulsului de sincronizare de linii, de această dată, la ieșirea *II* apare un semnal, care poate fi folosit pentru sincronizarea baleiajului de cadre.

D. AMPLIFICATOARE DE IMPULSURI

1. GENERALITĂȚI

Amplificatoarele de impulsuri se folosesc în scopul măririi puterii semnalelor în formă de impulsuri. Ele trebuie astfel concepute și realizate încît să asigure amplificarea fără a distorsiona peste limitele admise semnalele aplicate la intrare. Principiile de realizare ale amplificatoarelor de impulsuri sînt într-o oarecare măsură asemănătoare cu cele pe baza cărora funcționează amplificatoarele de joasă frecvență, însă în raport cu acestea apar și o serie de deosebiri importante.

a) *Lărgimea de bandă* a amplificatoarelor de impulsuri trebuie să fie cu mult mai mare decît banda amplificatoarelor de joasă frecvență. Această cerință decurge din necesitatea transmiterii spectrului larg de frecvențe al impulsurilor. În subcapitolul A s-a arătat că un impuls care se repetă periodic poate fi descompus într-o mulțime de componente sinusoidale. Mulțimea acestor componente este cu atît mai bogată cu cît coeficientul de umplere este mai mic, adică cu cît impulsul este mai scurt în raport cu perioada de repetiție. În cazul impulsurilor din circuitele de televiziune, componentele superioare pot avea frecvențe de pînă la 8—10 MHz, astfel că în unele cazuri devine necesară amplificarea într-o bandă care se întinde pînă la această limită.

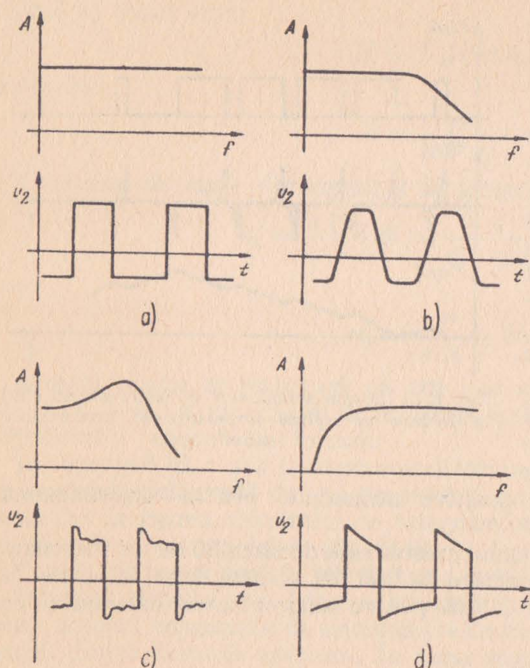


Fig. 6.20. Legătura dintre caracteristica amplitudine-frecvență și forma impulsurilor obținute la ieșirea amplificatorului de impulsuri.

O caracteristică de bază a tuturor amplificatoarelor este amplificarea lor, definită prin raportul dintre tensiunea (sau puterea) semnalului de ieșire, și tensi unea (puterea) semnalului de intrare.

Amplificarea este o mărime care depinde de frecvență. Variația amplificării cu frecvența se numește *caracteristică de amplitudine-frecvență*. Pentru a avea distorsiuni minime ale impulsurilor, amplificatorultrebuie să aibă caracteristica amplitudine-frecvență cît mai constantă, pentru că în caz contrar, componentele semnalului de ieșire nu mai au raporturile inițiale între amplitudinile lor. În figura 6.20 s-au schițat cîteva cazuri de distorsiuni ale unor impulsuri dreptunghiulare ideale, datorate caracteristicilor amplitudine-frecvență necorespunzătoare.

Astfel, dacă amplificatorul are caracteristica amplitudine-frecvență uniformă într-o bandă foarte mare, impulsurile rămîn nedeformate, *a*. Dacă banda amplificatorului este prea mică, fronturile impulsurilor se deformează, trecerea de la valoarea minimă la cea maximă a tensiunii nemaifăcîndu-se instantaneu, *b*. Dacă amplificarea nu este constantă, ci are un maxim în domeniul frecvențelor înalte, atunci componentele spectrului care cad în acest domeniu vor fi amplificate prea mult și impulsurile de la ieșirea amplificatorului vor fi însoțite de oscilații amortizate (fig. 6. 20, *c*). Frecvența acestor oscilații este apropiată de frecvența la care amplificarea este maximă. Dacă amplificarea frecvențelor joase este nesatisfăcătoare, palierele impulsurilor devin căzătoare (fig. 6. 20, *d*).

b) *Distorsiunile caracteristicii fază-frecvență* ale amplificatoarelor de impulsuri au o importanță cu mult mai mare decît la amplificatoarele de joasă frecvență. Pentru înțelegerea mai ușoară a acestui fapt, în figura 6.21 s-au reprezentat două semnale. Pentru simplitate, cele două semnale se consideră ca fiind formate prin însumarea unei oscilații sinusoidale de frecvență fundamentală cu o armonică superioară. Deși semnalul *b* se deosebește de semnalul *a* numai prin defazajul diferit al armonicei în raport cu fundamentala,

totuși formele celor două semnale sînt diferite. Evident, un fenomen similar se petrece și în cazul impulsurilor formate dintr-un număr mare de armonice.

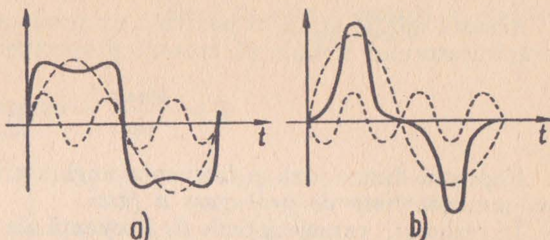


Fig. 6.21. Dependența formei semnalelor nesinusoidale de faza armonicelor.

Cu ajutorul formulei de dezvoltare în serie a lui Fourier (6.5) se pot determina condițiile matematice pe care trebuie să le îndeplinească un amplificator pentru a nu distorsiona forma impulsurilor. Pentru aceasta, se consideră că la intrarea amplificatorului se aplică un semnal compus dintr-o infinitate de armonice

$$u_1 = \sum_{n=1}^{\infty} U_n \cos(n\omega t + \varphi_n). \tag{6.40}$$

Amplificatorul are un factor de amplificare $A(\omega)$ a cărui mărime depinde de frecvență. De asemenea, amplificatorul produce un anumit defazaj $\psi(\omega)$, care variază și el cu frecvența. Semnalul de la ieșirea acestui amplificator va fi în consecință:

$$u_2 = \sum_{n=1}^{\infty} U_n A(n\omega) \cos[n\omega t + \varphi_n - \psi(n\omega)]. \tag{6.41}$$

Pentru ca amplitudinile armonicelor din spectrul semnalului de ieșire să aibă aceleași proporții ca cele din spectrul semnalului u_1, trebuie ca:

$$\frac{U_1 A(\omega)}{U_1} = \frac{U_2 A(2\omega)}{U_2} = \frac{U_3 A(3\omega)}{U_3} = \ldots = \text{const.} \tag{6.42}$$

Simplificînd, rezultă:

$$A(\omega) = A(2\omega) = A(3\omega) = \ldots = \text{const.}, \tag{6.43}$$

ceea ce arată că amplificarea trebuie să fie aceeași la toate frecvențele componentelor semnalului amplificat, adică amplificarea să nu depindă de frecvență.

Pentru găsirea condiției de fază, în relația (6.41) se înmulțește și se împarte defazajul amplificatorului cu $n\omega$:

$$u_2 = \sum_{n=1}^{\infty} U_n A(n\omega) \cos\left\{n\omega\left[t - \frac{\psi(n\omega)}{n\omega}\right] + \varphi_n\right\} \tag{6.41 a}$$

Comparînd pe u_2 cu u_1 din relația (6.40), rezultă că trebuie ca:

$$\frac{t - \dfrac{\psi(\omega)}{\omega}}{t} = \frac{t - \dfrac{\psi(2\omega)}{2\omega}}{t} = \ldots = \text{const.} \tag{6.44}$$

Această relație arată că pentru a nu produce distorsiuni de fază, defazajul amplificatorului trebuie să crească proporțional cu frecvența:

$$T = \frac{\psi(n\omega)}{n\omega} = \text{constant}. \qquad (6.45)$$

Raportul dintre fază și frecvența unghiulară este un timp, notat cu T și se numește *timp de propagare a fazei.*

În rezumat, caracteristicile de frecvență ale amplificatorului care nu introduce distorsiuni ale impulsurilor trebuie să îndeplinească următoarele condiții:

— caracteristica amplitudine-frecvență să fie constantă;

— caracteristica fază-frecvență să crească proporțional cu frecvența, respectiv timpul de propagare a fazei să fie constant.

c) *Distorsiunile de neliniaritate* ale amplificatoarelor de impulsuri trebuie să fie reduse, dar importanța lor este mai mică decît în majoritatea cazurilor de amplificare a semnalelor de joasă frecvență. Distorsiunile de neliniaritate se datoresc caracteristicii neliniare a unor elemente ale amplificatorului, care fac ca amplitudinea semnalelor la ieșire să nu fie direct proporționale cu mărimea semnalului de intrare. Pentru a nu avea distorsiuni neliniară trebuie ca relația:

$$\frac{u_2}{u_1} = \text{constant} \qquad (6.46)$$

să fie îndeplinită pentru orice mărime a lui u_1.

Amplificatoarele de impulsuri sînt constituite dintr-o serie de etaje de amplificare de bandă largă conectate în cascadă, care lucrează în clasa A. Fiecare etaj este în general de tipul cu sarcina anodică (respectiv cu emitorul comun), iar uneori cu sarcina în catod (respectiv cu colectorul comun). Etajele sînt cuplate între ele direct sau prin intermediul unor circuite RC. Datoriti comportării defavorabile a circuitelor de cuplaj RC la extremitatea inferoară a benzii de trecere, precum și datorită scăderii amplificării la frecvență înalte produsă de capacitățile parazite, pentru obținerea lărgimii necesare a benzii, se impune de cele mai multe ori utilizarea unor circuite de corecție.

2. AMPLIFICATOARE DE IMPULSURI CU TUBURI. ETAJUL CU SARCINA ANODICĂ. COMPORTAREA LA FRECVENȚE ÎNALTE

Schema unui etaj de amplificare a impulsurilor, fără elemente speciale pentru corecție, se dă în figura 6.22. În aceste etaje se utilizează aproape în exclusivitate tuburi pentode, care asigură amplificări mari și capacități de intrare destul de mici. Se presupune că etajul nu prezintă distorsiuni de neliniaritate, respectiv caracteristica tubului utilizat este perfect liniară în plaja de funcționare. Se vor determina distorsiunile caracteristicii de amplitudine și de fază produse de elementele cuprinse în schemă, precum și de capa-

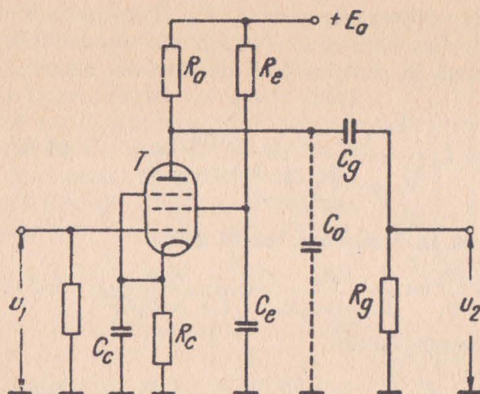


Fig. 6.22. Schema generală a etajului de amplificare.

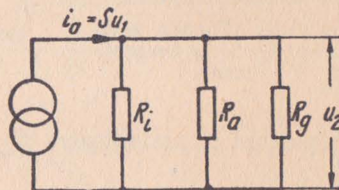


Fig. 6.23. Circuitul echivalent la frecvențe medii.

citățile parazite dintre electrozii tubului și dintre elementele schemei și masă. În schema din figura 6.22 capacitățile parazite ale circuitului anodic față de masă s-au notat cu C_0.

La frecvențele medii ale benzii amplificatorului, reactanțele capacităților C_c, C_e și C_g sînt foarte mici și se pot neglija. Reactanța capacității parazite C_0 este atît de mare încît nu contează în raport cu mărimea rezistenței din anod. În acest caz schema echivalentă a circuitului anodic se prezintă ca în figura 6.23. Pentoda este înlocuită cu un generator care dă un curent i_a de valoare Su_1 (S fiind panta tubului) și printr-o rezistență internă R_i. Rezistența internă a pentodelor fiind foarte mare (sute de kiloohmi), ea se poate neglija în raport cu rezultanta celorlalte două rezistențe ale circuitului echivalent. De asemenea, rezistența de grilă are valoare suficient de mare pentru a putea fi neglijată în raport cu rezistența anodică, în general mai mică de 10 kiloohmi. În aceste condiții tensiunea de ieșire este:

$$U_2 = I_a R_a = S U_1 R_a. \tag{6.47}$$

Raportul:

$$\frac{U_2}{U_1} = A_0 = S\,R_a \tag{6.48}$$

este amplificarea etajului la frecvențe medii. În această relație nu s-a ținut seama că de fapt tensiunea de ieșire este în antifază cu tensiunea de intrare. Dar această inversare a fazei, din punctul de vedere al caracteristicilor de amplitudine și de fază nu interesează, astfel că la frecvențe medii defazajul produs de etaj se consideră nul:

$$\varphi_0 = 0. \tag{6.49}$$

La frecvențe ridicate reactanța capacității parazite scade și nu se mai poate neglija, ea devenind comparabilă cu rezistența de sarcină anodică. Circuitul echivalent, pentru frecvențe înalte se prezintă în figura 6.24, în care s-au ope-

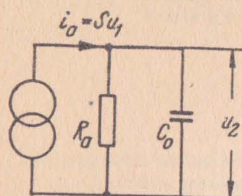


Fig. 6.24. Circuitul echivalent anodic la frecvențe înalte.

rat neglijările rezistențelor R_i și R_g. Tensiunea de ieșire, considerînd tensiunea de intrare sinusoidală sau descompusă în componente sinusoidale, este:

$$U_2 = I_a \frac{R_a \dfrac{1}{j\omega C_0}}{R_a + \dfrac{1}{j\omega C_0}} = \frac{SR_a U_1}{1 + j\omega C_0 R_a}. \tag{6.50}$$

Amplificarea la frecvențe înalte este:

$$A_i = \frac{U_2}{U_1} = \frac{SR_a}{1 + j\omega C_0 R_a} = \frac{A_0}{1 + j\omega C_0 R_a}. \tag{6.51}$$

Raportînd la amplificarea de la frecvențe medii:

$$\frac{A_i}{A_0} = \frac{1}{1 + j\omega C_0 R_a}. \tag{6.52}$$

Produsul C_0R_a este constanta de timp a circuitului anodic. Se obișnuiește a se nota:

$$C_0 R_a = \tau = \frac{1}{\omega_i}. \tag{6.53}$$

Modulul expresiei (6.52) reprezintă caracteristica de amplitudine-frecvență la frecvențe înalte:

$$\left|\frac{A_i}{A_0}\right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_0 R_a)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{\omega}{\omega_i}\right)^2}} \tag{6.54}$$

Frecvența la care amplificarea la frecvențe înalte scade la $\frac{1}{\sqrt{2}}$ din valoarea amplificării la frecvențe medii se numește *frecvență limită superioară*.

$$\left|\frac{A_i}{A_0}\right| = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_0 R_a)^2}}. \tag{6.55}$$

Rezultă că $\omega C_0 R_a = 1$, adică $\omega = \frac{1}{C_0 R_a} = \omega_i$.

Deci frecvența (unghiulară) limită superioară este:

$$\omega_i = \frac{1}{C_0 R_a}. \tag{6.56}$$

Caracteristica de fază-frecvență rezultă tot din relația (6.52), ca fiind unghiul a cărui tangentă este egală cu raportul părții imaginare către partea reală:

$$\operatorname{tg} \psi = -\omega C_0 R_a = -\frac{\omega}{\omega_i}. \tag{6.57}$$

Cu ajutorul caracteristicii de fază se poate calcula caracteristica de timp de propagare a fazei. Pentru ca acest timp să nu depindă de valoarea particulară a frecvenței limită, se obișnuiește a se raporta la constanta de timp a circuitului anodic:

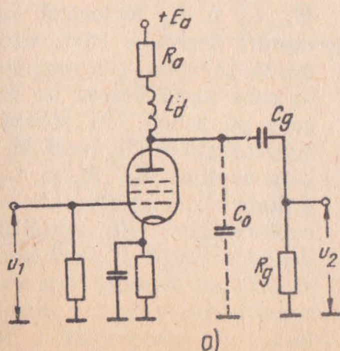
$$\frac{T_i}{C_0 R_a} = \frac{-\psi}{\omega C_0 R_a} = \frac{\omega_i}{\omega} \operatorname{arc\,tg} \frac{\omega}{\omega_i}. \qquad (6.58)$$

Relațiile (6.54) și (6.58) permit trasarea caracteristicilor de amplitudine și de timp de propagare a fazei în funcție de frecvență. Aceste curbe sînt universale, mărimile care intervin în ele fiind relative (adică raportate la constantele caracteristice ale etajului). Cele două caracteristici obținute sînt reprezentate în figura 6.25.

Fig. 6.25. Caracteristica de amplitudine-frecvență (*a*) și de timp de propagare a fazei (*b*) a etajului amplificator necorectat.

Se remarcă faptul că frecvența limită superioară a etajului este legată de constanta de timp a circuitului anodic. Această constantă se poate reduce prin micșorarea rezistenței anodice R_a sau a capacităților parazite. C_0 se poate diminua prin realizarea unui cablaj îngrijit, cu fire cît mai scurte și nu prea apropiate de șasiu și prin utilizarea unor tuburi cu capacități cît mai mici. Capacitatea de intrare a unui tub este:

$$C_{intr} = C_{gc} + (1 + A_0) C_{ga}. \qquad (6.59)$$



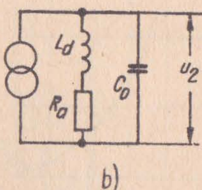
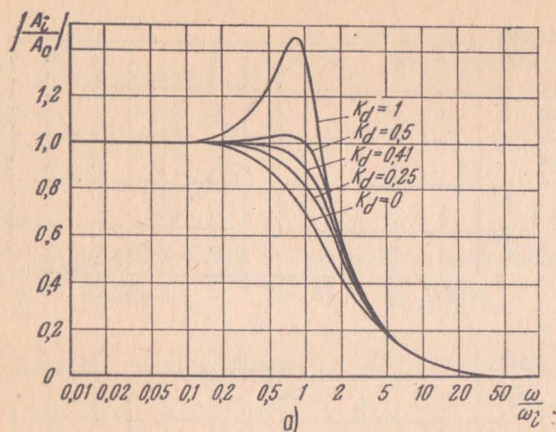


Fig. 6.26. Etaj amplificator cu corecție prin inductanță derivație:
a — schema etajului; *b* — circuitul echivalent



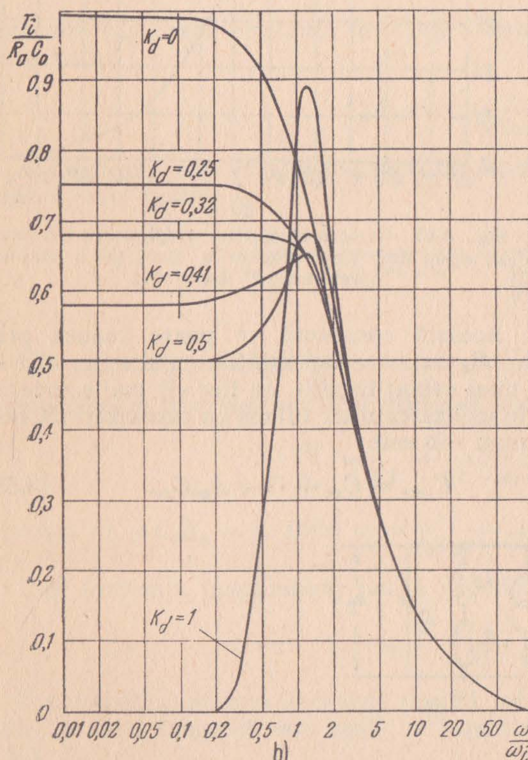


Fig. 6.27. Caracteristica de amplitudine-frecvență (*a*) și de timp de propagare a fazei (*b*) pentru etajul cu corecție derivație.

Această relație, în care C_{ga} apare înmulțit cu $(1 + A_0)$, arată că tubul utilizat trebuie să aibă capacitatea anod-grilă cît mai mică, cerință realizată de pentode.

Micșorarea rezistenței de sarcină, deși conduce la lărgirea benzii de frecvență, este o soluție nepotrivită, deoarece se micșorează amplificarea etajului. De aceea se preferă lărgirea benzii prin utilizarea unor circuite de corecție pentru frecvențe înalte.

Cel mai des se folosesc următoarele metode de corecție:

— corecția derivație;
— corecția serie;
— corecția serie-derivație.

a. **Corecția derivație.** Schema unui etaj amplificator de impulsuri cu corecție derivație se dă în figura 6.26. Ea diferă de montajul necorectat prin introducerea unei inductanțe L_d în serie cu rezistența R_a, care mărește impedanța de sarcină o dată cu creșterea frecvenței, în scopul compensării micșorării reactanței capacității parazite. Elementele R_a, L_d și C_0 formează un circuit derivație care rezonează în zona frecvențelor în care amplificarea ar începe să scadă. În schema echivalentă din figura 6.26, *b* s-au neglijat R_i, R_g și C_g. Calculele matematice ale caracteristicilor de amplitudine-frecvență și fază-frecvență dau formule ceva mai complicate decît la amplificatorul necorectat. De

aceea se preferă utilizarea reprezentărilor grafice ale acestor caracteristici (fig. 6.27). Reprezentările au ca parametru:

$$K_d = \frac{L_d}{R_a^2 C_0}. \tag{6.60}$$

Din curbele reprezentate se vede că se obține cea mai uniformă caracteristică de amplitudine-frecvență pentru $K_d = 0{,}41$. În schimb, caracteristica de timp de propagare a fazei este optimă pentru $K_d = 0{,}34$. Între aceste două limite se află valoarea coeficientului K_d care asigură și caracteristica optimă a timpului de propagare a fazei, de circa $K_d = 0{,}4$.

b. **Corecția serie.** Circuitul de corecție serie a cărui schemă este prezentată în figura 6.28, *a* cuprinde o inductanță conectată în serie cu intrarea etajului următor, care desparte capacitățile parazite în două părți și formează împreună cu ele o celulă de filtru în π. Acțiunea fizică a acestui circuit constă în aceea că micșorează efectul capacității parazite C_0 asupra rezistenței de sarcină R_a. Deoarece în apropierea frecvenței limită circuitul format de L_s și C_2 se comportă inductiv, în paralel cu rezistența de sarcină nu se conectează decît partea C_1 a capacității parazite totale. Performanțele acestui circuit de corecție depind de raportul care există între mărimile capacităților C_1 și C_2.

Schema echivalentă a circuitului de corecție în care s-au neglijat elementele R_i, R_g și C_g se prezintă în figura 6.28, *b*. Calculele arată că caracteristicile de amplitudine și de timp de propagare a fazei depind de doi parametri:

$$K_s = \frac{L_s}{R_a^2 C_0}$$

și

$$\alpha = \frac{C_1}{C_0} \quad (C_1 + C_2 = C_0) \tag{6.61}$$

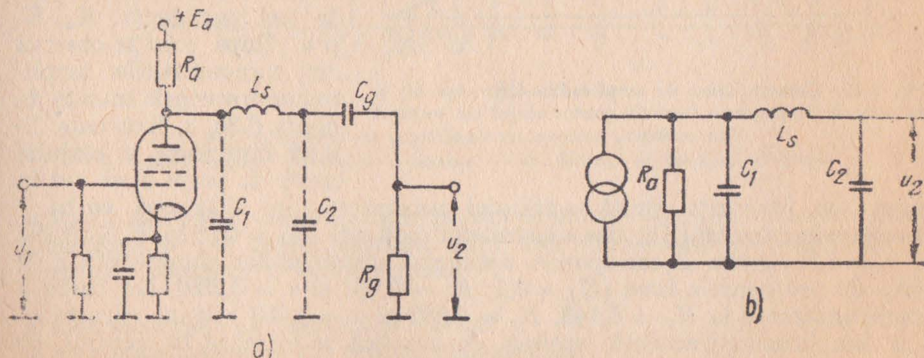
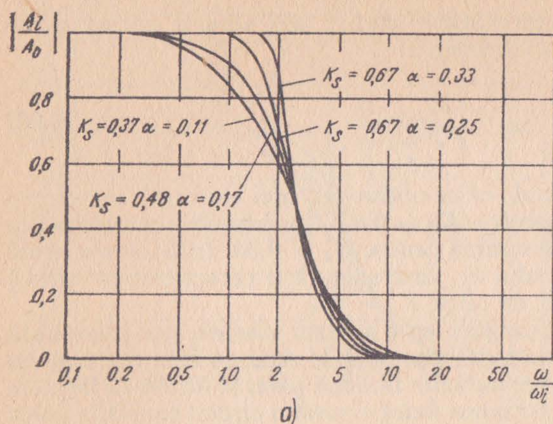


Fig. 6.28. Etaj de amplificare cu corecție serie:
a — schema etajului; *b* — circuitul echivalent.



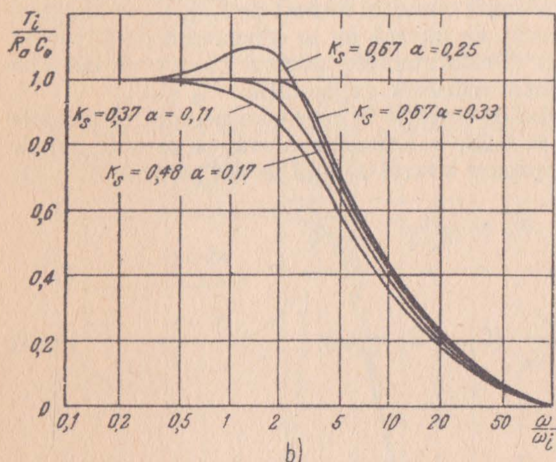


Fig. 6.29. Caracteristica de amplitudine-frecvență (*a*) și de timp de propagare a fazei (*b*) pentru etajul cu corecție serie.

În figura 6.29 s-au reprezentat caracteristicile de amplitudine și de timp de propagare a fazei în funcție de parametrii K_s și α. Se remarcă următoarele perechi de valori:

$K_s = 0$ corespunde etajului necorectat;

$K_s = 0{,}48$ și $\alpha = 0{,}167$ corespund caracteristicii optime de timp de propagare;

$K_s = 0{,}67$ și $\alpha = 0{,}25$ corespund caracteristicii optime de amplitudine.

În practică se lucrează în general cu $K_s = 0{,}67$ și $\alpha = 0{,}33$ $(C_1/C_2 = 0{,}5)$.

c. **Corecția serie-derivație.** Montajul cel mai frecvent utilizat, reprezentat în figura 6.30, *a*, este acela în care se combină cele două procedee anterioare, din care cauză a căpătat denumirea de corecție serie-derivație. Schema echivalentă simplificată a etajului este dată în figura 6.30, *b*. La acest circuit de corecție caracteristicile de frecvență depind de trei parametri: K_d, K_s și α. După cum se observă din caracteristicile amplitudine-frecvență trasate în figura 6.30, *c*, frecvența limită superioară a etajului crește de peste două ori în raport cu frecvența limită a etajului necorectat. În diagramă curba *1* corespunde amortizării critice a circuitelor oscilante ($K_d = 0{,}0625$, $K_s = 0{,}391$ și $\alpha = 0{,}2$), curba *2* corespunde optimului distorsiunilor caracteristicii de timp de propagare a fazei ($K_d = 0{,}1$, $K_s = 0{,}461$ și $\alpha = 0{,}289$), iar curba *3* corespunzătoare la $K_d = 0{,}143$, $K_s = 0{,}582$ și $\alpha = 0{,}403$ asigură caracteristica amplitudine-frecvență optimă. În practică se lucrează în general cu $K_d = 0{,}12$, $K_s = 0{,}52$ și $\alpha = 0{,}33$.

Există o serie de variante ale acestei corecții serie-derivație care diferă de schema de bază prin existența unei rezistențe de amortizare în serie cu induc-

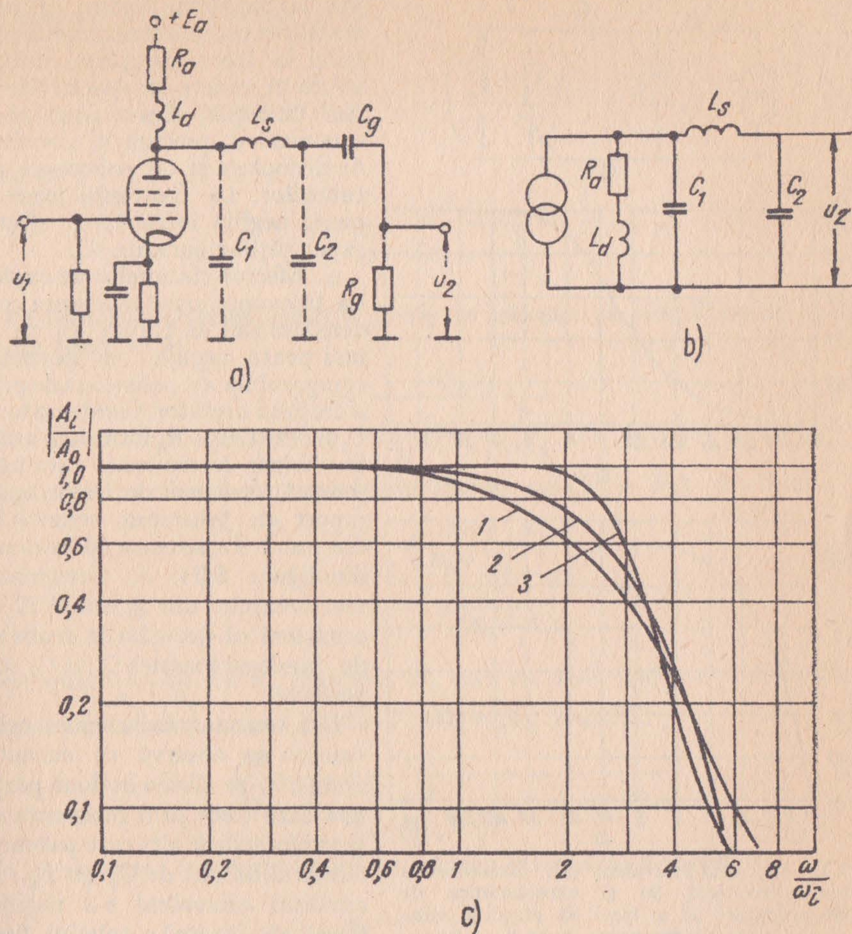


Fig. 6.30. Etaj de amplificare cu corecţie serie-derivaţie:
a — schema etajului; *b* — circuitul echivalent; *c* — caracteristica de amplitudine-frecvenţă.

tanţa L_s, sau a unui condensator în paralel cu inductanţa L_d. În plus cele două inductanţe se pot cupla magnetic, fapt care ameliorează caracteristica de timp de propagare a fazei etajului.

3. COMPORTAREA LA FRECVENŢE JOASE A AMPLIFICATOARELOR CU TUBURI ELECTRONICE

În cele de pînă acum, în circuitul echivalent al etajului amplificator cu sarcină anodică au fost luate în considerare numai acele elemente care inter-

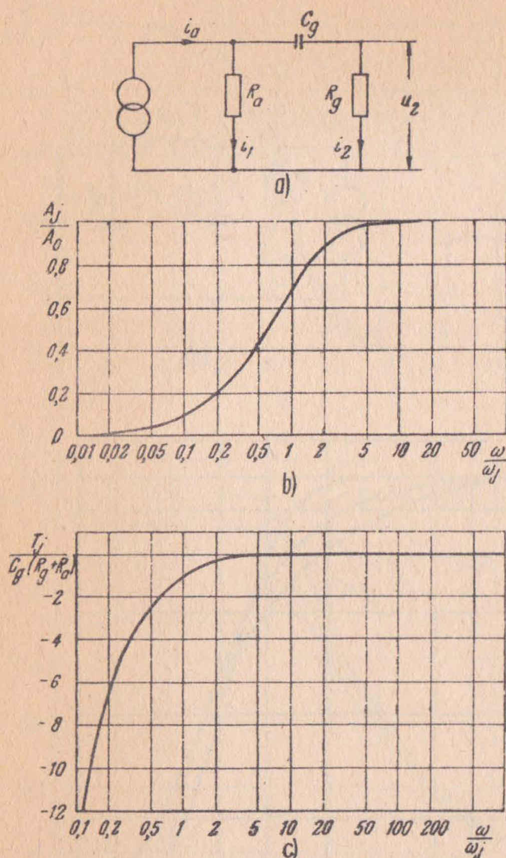


Fig. 6.31. Circuitul echivalent (*a*), caracteristica amplitudine-frecvență (*b*) și caracteristica de timp de propagare (*c*) a fazei al etajului necorectat, la frecvențe joase.

vin la frecvențe înalte. Pentru stabilirea comportării amplificatorului la frecvențe joase trebuie avute în vedere în special circuitele de cuplaj dintre două etaje consecutive, precum și circuitele de decuplare și de polarizare ale tuburilor. La frecvențe joase se poate neglija întru totul efectul capacităților parazite C_0.

a. **Efectul circuitelor de cuplaj.** La frecvențe joase reactanța condensatorului de cuplaj C_g nu se mai poate neglija, ea devenind comparabilă cu rezistența de grilă a etajului următor. Condensatorul C_g și rezistența R_g formează astfel un divizor de tensiune, care micșorează tensiunea de ieșire u_2 în raport cu tensiunea semnalului din anod. În schema echivalentă din figura 6.31, *a*, corespunzătoare etajului din figura 6.22, se consideră că decuplările realizate de condensatoarele C_c și C_e sînt perfecte.

Din examinarea schemei echivalente se observă că curentul anodic i_a se divide în două părți: una care trece prin rezistența de sarcină anodică, alta care parcurge circuitul format de C_g și R_g. În circuitul echivalent s-a neglijat rezistența internă a tubului, fiind cu mult mai mare decît R_a.

Tensiunea de ieșire din etaj este egală cu:

$$U_2 = R_g I_2. \tag{6.62}$$

Căderea de tensiune la bornele rezistenței R_a este egală cu tensiunea de la capetele brațului $C_g R_g$.

$$R_a I_1 = \left(R_g + \frac{1}{j\omega C_g}\right) I_2. \tag{6.63}$$

Deoarece curentul anodic este:

$$I_a = SU_1 = I_1 + I_2 = \left(\frac{R_g + \frac{1}{j\omega C_g}}{R_a} + 1 \right) I_2, \tag{6.64}$$

rezultă:

$$I_2 = \frac{SR_aU_1}{R_g + R_a + \frac{1}{j\omega C_g}}. \tag{6.65}$$

Cu ajutorul relațiilor (6.62) și (6.65) se găsește că amplificarea la frecvențe joase este:

$$A_j = \frac{SR_aR_g}{R_g + R_a + \frac{1}{j\omega C_g}}. \tag{6.66}$$

Împărțind numitorul și numărătorul fracției cu $(R_g + R_a)$, se obține:

$$A_j = \frac{S\frac{R_aR_g}{R_a + R_g}}{1 + \frac{1}{j\omega C_g(R_g + R_a)}}. \tag{6.67}$$

Termenul $\frac{R_aR_g}{R_a + R_g} \simeq R_a$, deoarece R_g este cu mult mai mare decît R_a. La numărător rămîne atunci produsul $SR_a = A_0$. Rezultă:

$$\frac{A_j}{A_0} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_g(R_g + R_a)}} = \frac{1}{1 - j\frac{\omega_j}{\omega}}. \tag{6.68}$$

Cu ω_j s-a notat frecvența limită de jos (sau inferioară) a etajului:

$$\omega_j = \frac{1}{C_g(R_g + R_a)} \tag{6.69}$$

Din relația (6.68) se determină caracteristica de amplitudine la frecvențe joase:

$$\left| \frac{A_j}{A_0} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_j}{\omega}\right)^2}} \tag{6.70}$$

și caracteristica de fază:

$$\psi = \text{arc tg}\, \frac{\omega_j}{\omega}, \tag{6.71}$$

din care rezultă caracteristica de timp de propagare a fazei la frecvențe joase, raportată la constanta de timp a circuitului de cuplaj:

$$\frac{T_j}{C_g(R_g + R_a)} = \omega_j T_j = -\frac{\omega_j}{\omega} \operatorname{arc\,tg} \frac{\omega_j}{\omega}. \qquad (6.72)$$

Pe baza relațiilor (6.70) și (6.72) s-au trasat caracteristicile de amplitudine-frecvență și de timp de propagare a fazei din figura 6.31, *b* și *c*.

b. **Efectul circuitului de decuplare a catodului și a ecranului.** La frecvențe joase condensatoarele de decuplare ale circuitului catodic și de ecran nu mai au reactanțe neglijabile. Datorită impedanței din circuitul catodului apare o tensiune între catod și masă, care produce o reacție negativă. Reacția negativă micșorează amplificarea etajului la frecvențe joase. În circuitul de ecran apare o a doua reacție negativă, care modifică caracteristicile de frecvență la joasă frecvență. De aceea, frecvența limită de jos diferă de valoarea rezultată din relația (6.69). În locul acestei relații se poate utiliza formula de mai jos, care ține seama de efectul circuitului de catod și de ecran:

$$\omega_{j\,echiv} = \frac{1}{C_g(R_g + R_a)} + \frac{1}{C_c R_c} + \frac{1}{C_e \dfrac{R_c R_{ie}}{R_c + R_{ie}}}, \qquad (6.73)$$

în care R_{ie} reprezintă rezistența internă dinamică a ecranului (analogă rezistenței interne anodice).

Micșorarea frecvenței limită de jos a amplificatoarelor se poate face prin două căi: prin micșorarea reactanțelor condensatoarelor C_g, C_c și C_e (alegîndu-le suficient de mari) sau prin utilizarea unor corecții pentru frecvențe joase.

Corecția caracteristicilor de frecvență la frecvențe joase se face de regulă cu ajutorul circuitului de decuplare anodică $C_f R_f$, introdus între rezistența de sarcină anodică și sursa de tensiune de alimentare (fig.6.32). La frecvențe medii reactanța condensatorului C_f este foarte mică și impedanța:

$$Z_f = \frac{R_f \dfrac{1}{j\omega C_f}}{R_f + \dfrac{1}{j\omega C_f}} = \frac{R_f}{1 + j\omega C_f R_f} \qquad (6.74)$$

este neglijabilă în raport cu R_a. Amplificarea este determinată de R_a, fiind $A_0 = SR_a$. La frecvențe joase reactanța condensatorului C_f crește și impedanța Z_f se mă-

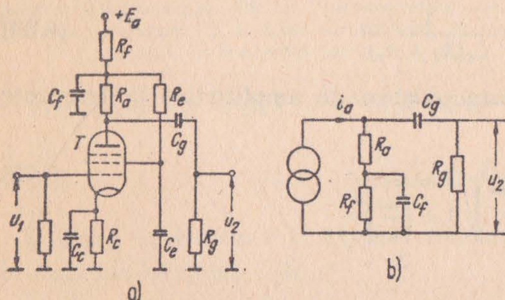


Fig. 6.32. Etaj de amplificare cu corecție la frecvențe joase:
a — schema etajului; *b* — circuitul echivalent.

rește. Sarcina anodică a tubului devine tot mai mare, pe măsură ce scade frecvența:

$$Z_a = R_a + Z_f = R_a + \frac{R_f}{1 + j\omega C_f R_f}. \quad (6.75)$$

Creșterea amplificării datorită măririi impedanței de sarcină compensează într-o oarecare măsură scăderea tensiunii de ieșire, lărgind banda de frecvență la frecvențe joase.

Corecția optimă la frecvențe joase se obține atunci cînd se îndeplinește egalitatea:

$$C_f R'_f = \frac{1}{\omega_{j\,echiv}}, \quad (6.76)$$

în care:

$$R'_f = \frac{R_f R_a}{R_f + R_a} \quad (6.77)$$

4. ETAJUL CU SARCINĂ ÎN CATOD

Etajul cu sarcină în catod, cunoscut și sub denumirea de *repetor catodic*, este utilizat curent în echipamentul de televiziune, în care servește pentru adaptarea impedanțelor mult diferite între ele.

Schema de principiu, precum și notațiile utilizate, sînt prezentate în figura 6.33, *a*. În baza circuitului echivalent al unei triode, avînd sarcina conectată în catod (fig. 6.33, *b*) se deduc ecuațiile:

$$U_{gc} = U_1 - U_2$$

$$U_2 = Z_c I_a \quad (6.78)$$

$$\mu U_{gc} = (Z_c + R_i) I_a,$$

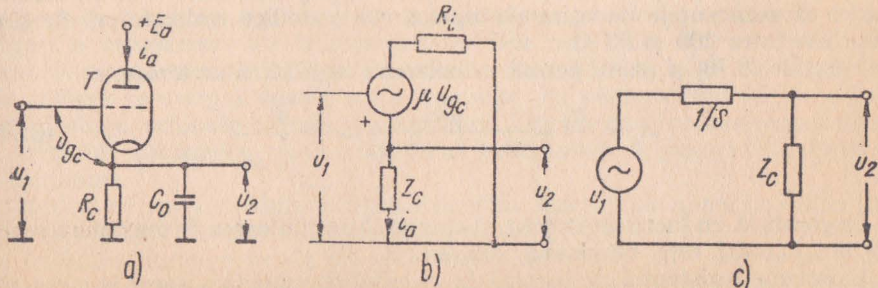


Fig. 6.33. Schema (*a*) și circuitul echivalent (*b*) ale repetorului catodic.

unde Z_c reprezintă impedanța provenită prin legarea în paralel a rezistenței R_c și a capacității parazite C_0 dintre catod și masă:

$$Z_c = \frac{R_c \dfrac{1}{j\omega C_0}}{R_c + \dfrac{1}{j\omega C_0}} = \frac{R_c}{1 + j\omega C_0 R_c}. \qquad (6.79)$$

Deoarece, în general $\omega C_0 R_c \ll 1$, Z_c se poate înlocui cu R_c. Din ecuațiile (6.78) se găsește:

$$I_a = \frac{\mu U_1}{R_i + (\mu + 1)R_c}. \qquad (6.80)$$

Deoarece întotdeauna factorul de amplificare μ este cu mult mai mare decît unitatea, se poate scrie cu aproximație:

$$I_a \simeq \frac{\mu U_1}{R_i + \mu R_c} = \frac{U_1}{\dfrac{R_i}{\mu} + R_c}. \qquad (6.81)$$

Dar $\frac{R_i}{\mu} = \frac{1}{S}$, unde S este panta tubului, deci:

$$I_a \simeq \frac{U_1}{\dfrac{1}{S} + R_c}. \qquad (6.82)$$

Această relație determină schema echivalentă aproximativă din figura 6.33, *c*. Se observă că ea cuprinde un generator de tensiune u_1, avînd rezistența internă egală cu $1/S$. Rezultă că rezistența de ieșire a repetorului catodic este egală cu:

$$R_{ieș} \simeq \frac{1}{S}. \qquad (6.83)$$

În practică, majoritatea tuburilor au pantele cuprinse între 5 și 30 mA/V, astfel că rezistențele de ieșire ale repetoarelor catodice realizate cu ele sînt cuprinse între 200 și 33 Ω.

Relațiile (6.78) și (6.80) permit calcularea amplificării de tensiune:

$$A = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\mu R_c}{R_i + (\mu + 1)R_c} \simeq \frac{R_c}{\dfrac{1}{S} + R_c} \qquad (6.84)$$

Se constată un lucru important, și anume că amplificarea de tensiune a repetorului catodic este totdeauna subunitară.

Existența rezistenței de sarcină în catodul etajului dă naștere la o reacție negativă puternică. Această reacție negativă are proprietatea de a mări foarte

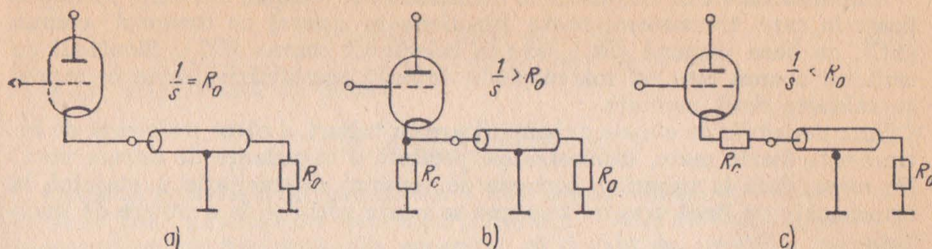


Fig. 6.34. Adaptarea repetorului catodic la un cablu coaxial.

mult impedanța de intrare a repetorului. De aceea repetorul se utilizează ca etaj de separare între două alte etaje care, conectate nemijlocit, s-ar influența unul pe altul.

Repetorul catodic are o caracteristică de amplitudine-frecvență deosebit de bună, datorită rezistenței de ieșire foarte mici, care șuntează capacitățile parazite. Această proprietate permite utilizarea lui ca etaj de ieșire pentru conectarea cablurilor coaxiale prin care se transmit impulsurile la distanțe mai mari.

O condiție importantă în acest caz este adaptarea etajului repetor la impedanța caracteristică a cablului coaxial. Pentru buna adaptare trebuie ca rezistența de ieșire a repetorului să fie egală cu impedanța caracteristică a cablului, Z_0. Dacă $1/S = Z_0$, catodul repetorului se poate conecta direct la intrarea cablului (fig.6.34, *a*). Dacă rezistența de ieșire a tubului e prea mare, $1/S > Z_0$, se introduce o rezistență între catodul tubului și masă. În caz contrar, $1/S < Z_0$, rezistența suplimentară se conectează în serie cu tubul (fig.6.34, *b* și *c*).

5. AMPLIFICATOARE DE IMPULSURI CU TRANZISTOARE. COMPORTAREA TRANZISTOARELOR LA FRECVENȚE ÎNALTE

Realizarea în ultimul timp a unor tranzistoare cu performanțe ridicate și preț de cost scăzut a facilitat răspîndirea tot mai largă în tehnica televiziunii a echipamentelor tranzistorizate. Din punct de vedere constructiv, semiconductoarele permit realizarea unor circuite compacte, iar degajarea de căldură reprezintă doar o mică fracțiune din căldura produsă de circuitele analoge, echipate cu tuburi electronice. Durata de funcționare garantată a tuburilor electronice, de cea mai bună calitate, nu depășește 10000 ore de funcționare.

Durata de viață a primelor tranzistoare era limitată de imperfecțiunile tehnologiei de fabricație. Prin îmbunătățirea tehnologiei s-a ajuns actualmente la realizarea unor asemenea elemente semiconductoare care, deși n-au o durată de viață teoretic infinită, funcționează normal tot atît timp cît și elementele pasive de circuit (rezistențe, condensatoare etc.).

Amplificatoarele de impulsuri cu tranzistoare se compun din etaje de amplificare în care tranzistorul poate funcţiona în montaj cu emitorul comun (*EC*), cu baza comună (*BC*), sau cu colectorul comun (*CC*). Montajul cu emitorul comun este cel mai răspîndit datorită amplificării sporite în raport cu celelalte două montaje.

Spre deosebire de etajele de amplificare cu tuburi, a căror rezistenţă de intrare este foarte mare, tranzistoarele prezintă o impedanţă de intrare mică. De aceea, dacă la tuburi se vorbeşte de tensiuni de excitaţie a etajului, la tranzistoare pe lîngă această tensiune se poate vorbi şi de o putere de excitaţie.

Pentru a uşura studiul funcţionării tranzistorului în circuit au fost elaborate o serie de circuite echivalente, dintre care se reţine în mod special cel din figura 6.35, numit circuitul echivalent în parametri hibrizi.

Din el se pot deduce sensurile fizice ale parametrilor *h*. Astfel:

$h_{11} = \left|\frac{u_1}{i_1}\right|_{u_2=0}$ reprezintă impedanţa de intrare a tranzistorului, cu ieşirea în scurtcircuit;

$h_{12} = \left|\frac{u_1}{u_2}\right|_{i_1=0}$ coeficientul de reacţie de la ieşire la intrare (coeficientul de transfer invers), intrarea fiind în gol;

$h_{21} = \left|\frac{i_2}{i_1}\right|_{u_2=0}$ factorul de amplificare al curentului, cu ieşirea în scurtcircuit;

$h_{22} = \left|\frac{i_2}{u_2}\right|_{i_1=0}$ admitanţa (inversul impedanţei) de ieşire a tranzistorului, cu intrarea în gol.

Factorul de amplificare al curentului în montaj cu baza comună este $h_{21b} = -\alpha_0$, iar în montaj cu emitorul comun este $h_{21e} = \beta_0$.

La frecvenţe joase pentru montajul cu emitorul comun transferul invers h_{12e} şi admitanţa de ieşire h_{22e} sînt foarte mici şi se pot neglija, ajungîndu-se la circuitul echivalent simplificat din figura 6.36. Cu ajutorul lui se pot calcula uşor amplificările.

— Amplificarea de curent este:

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} \simeq h_{21e}; \tag{6.85}$$

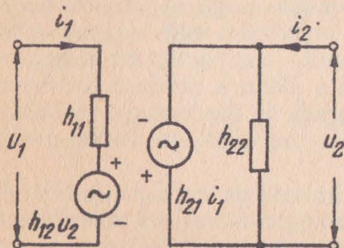


Fig. 6.35. Circuitul echivalent al unui tranzistor în parametri hibrizi.

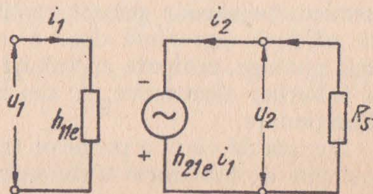


Fig. 6.36. Circuitul echivalent simplificat în parametri hibrizi.

— amplificarea de tensiune:

$$A_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{i_2 R_s}{i_1 h_{11e}} = \frac{h_{21e}}{h_{11e}} R_s; \quad (6.86)$$

— iar amplificarea de putere:

$$A_p = A_u A_i = \frac{h_{21e}^2}{h_{11e}} R_s. \quad (6.87)$$

Circuitul echivalent în parametrii *h* este comod numai la frecvențe suficient de joase. La creșterea frecvenței parametrii hibrizi nu mai sînt constanți, independenți de frecvență. S-a constatat că o dată cu creșterea frecvenței scade amplificarea de curent, impedanța de intrare și admitanța de ieșire devin capacitive, iar reacția inversă devine mai puternică.

Făcînd analogie cu frecvența limită superioară a amplificatoarelor cu tuburi, s-a definit frecvența de tăiere a factorului de amplificare în curent h_{21} ca fiind frecvența la care factorul de amplificare scade la 0,707 în raport cu valoarea sa de la frecvențe joase. Astfel, frecvența f_α la care factorul de amplificare în curent în montaj *BC* scade cu 0,707 se numește frecvența de tăiere în montaj *BC*. În mod analog se definește f_β — frecvența de tăiere în montaj *EC*. Se mai obișnuiește să se caracterizeze comportarea tranzistorului la frecvențe înalte prin frecvența de tranziție f_T, care reprezintă valoarea frecvenței la care factorul de amplificare în curent în montaj *EC* devine egală cu unitatea.

În figura 6.37 sînt reprezentate curbele de variație în funcție de frecvență ale factorilor de amplificare în curent α și β. Se constată că factorul de amplificare în curent în montaj *EC*, între f_β și f_T scade aproximativ liniar cu frecvența. Pe baza acestei observații se poate determina β, la o frecvență oarecare f_1 cuprinsă între f_β și f_T:

$$\beta_1 = \frac{f_T}{f_1} \quad (6.88)$$

Calculul la frecvențe înalte al etajelor de amplificare cu tranzistoare se face în general în baza circuitului echivalent al lui Giacoletto (fig.6.38). Acest cir-

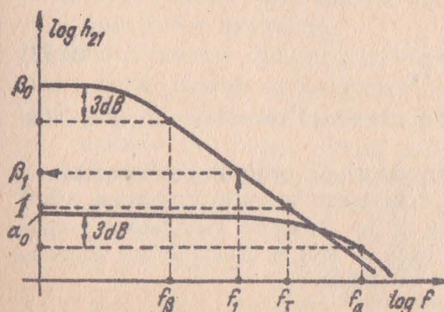


Fig. 6.37. Dependența de frecvență a factorilor de amplificare de curent.

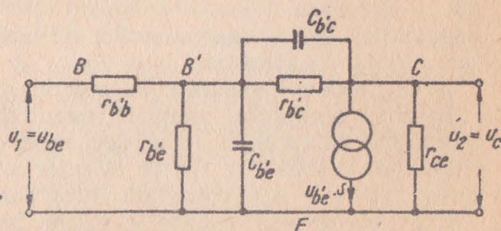


Fig. 6.38. Circuitul echivalent natural al lui Giacoletto.

cuit este valabil pentru frecvențe $f < \frac{f\alpha}{3}$ respectiv, $f < \frac{f_T}{2{,}5}$, condiție îndeplinită practic de toate etajele de amplificare de impulsuri. Elementele care apar în circuitul Giacoletto au următoarea semnificație:

— $r_{bb'}$ reprezintă rezistența de contact dintre baza semiconductoare și conductorul de legătură spre exteriorul tranzistorului. La tranzistoarele de înaltă frecvență $r_{bb'}$, $< 100\,\Omega$;

— S, notată uneori și cu g_m, este conductanța mutuală a tranzistorului sau panta, și reprezintă variația curentului de colector, cu ieșirea în scurtcircuit, raportată la variația tensiunii bază-emitor. Panta crește proporțional cu intensitatea curentului static de emitor, și anume:

$$S \simeq 35\, I_{eo}. \tag{6.89}$$

Pentru un curent de emitor în punctul static de funcționare de 2 mA, panta este de circa 70 mA/V, de o valoare cu mult mai mare decît au tuburile electronice obișnuite;

— $r_{b'e}$ este rezistența bază-emitor, care este aproximativ egală cu parametrul h_{11e} de la frecvențe joase al aceluiași tranzistor:

$$h_{11e} \simeq r_{b'e} \simeq \frac{\beta}{S}. \tag{6.90}$$

Rezistența bază-emitor are valori cuprinse între 0,5 și 5 kΩ;

— r_{ce} este rezistența de colector-emitor și are aproximativ valoarea lui $\frac{1}{h_{22e}}$ de la frecvențe joase:

$$r_{ce} \simeq \frac{1}{h_{22e}} \tag{6.91}$$

Această rezistență este mare, de ordinul 10 kΩ — 1MΩ și de cele mai multe ori se poate neglija în raport cu rezistența de sarcină;

— $r_{b'c}$ este o rezistență de reacție, de valoare foarte mare, de aceea se neglijează;

— $C_{b'e}$ este capacitatea joncțiunii bază-emitor, care depinde de curentul static de emitor:

$$C_{b'e} \simeq 0{,}2\, \frac{S}{f_\alpha} \tag{6.92}$$

Capacitatea $C_{b'e}$ a tranzistoarelor de înaltă frecvență este de ordinul zecilor sau sutelor de picofarazi;

— $C_{b'c}$ este o capacitate de reacție, cu valori de ordinul picofarazilor.

În baza neglijărilor amintite, circuitul echivalent se poate simplifica, luînd forma din figura 6.39. În același mod ca și la tuburile electronice capacitatea de reacție $C_{b'c}$ dintre colector și bază a fost echivalată cu capacitatea $C_{b'c}\,(1 + A_u)$, conectată între bază și masă.

Din cele de mai înainte se reține faptul că tranzistorul poate funcționa numai într-un domeniu de frecvențe limitat. Dar în funcționarea tranzistoarelor mai intervin și alte limitări, cele mai frecvente fiind cele legate d

puterea maximă de disipație, de intensitatea maximă a curentului de colector, de tensiunile maxime aplicabile tranzistorului și de gama temperaturilor de lucru.

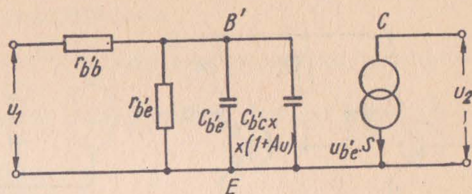


Fig. 6.39. Circuitul echivalent natural simplificat.

Puterea maximă de disipație a tranzistorului este determinată de posibilitățile de răcire a colectorului și de temperatura maximă pe care o poate suporta joncțiunea fără să se deterioreze. Cu cît dimensiunile colectorului sînt mai mari cu atît posibilitățile de răcire sînt mai ușoare. Dar, pe de altă parte, creșterea dimensiunilor joncțiunilor duce la mărirea capacităților parazite. Din această cauză este greu de realizat un tranzistor de frecvență mare și de putere de disipație apreciabilă. La dimensiuni egale, tranzistoarele cu siliciu, care pot funcționa pînă la temperatura joncțiunii de circa 200°C, permit disiparea unor puteri mai mari decît cele cu germaniu, la care temperatura nu poate depăși 85...100°C.

Curentul de colector este limitat de densitatea maximă de curent prin joncțiune. La depășirea unei anumite densități a curentului, în joncțiune pot apărea transformări structurale ireversibile, distrugînd-o. Dar în afara distrugerii joncțiunii, curentul de colector este limitat și de un alt fenomen. S-a constatat că frecvențele limită ale unui tranzistor au valorile optime numai pentru o plajă îngustă a intensității curentului de colector. La creșterea curentului cu mult peste plaja optimă, un tranzistor de înaltă frecvență ajunge să se comporte ca un tranzistor de joasă frecvență.

Tensiunea maximă emitor-colector este limitată de două fenomene principale. Unul din acestea constă în străpungerea joncțiunii prin multiplicarea în avalanșă. La tensiuni mari, electronii care trec prin joncțiunile tranzistorului pot căpăta viteze atît de mari încît prin ciocnire să ionizeze atomii rețelei cristaline și să elibereze astfel electronii suplimentari. Prin aportul acestor electroni, curentul de colector crește brusc și dacă el nu este limitat de rezistența de sarcină, capătă valori atît de mari încît, datorită intensei degajări de căldură, joncțiunile se distrug.

Cealaltă cauză a străpungerii joncțiunilor este legată de regiunea de trecere dintre bază și colector. Lărgimea acestei regiuni este cu atît mai mare cu cît tensiunea de colector aplicată este mai ridicată. La o anumită tensiune de colector, regiunea de trecere devine atît de largă încît ajunge zona emitorului, producîndu-se astfel un scurtcircuit între emitor și colector.

Adesea, tranzistoarele de înaltă frecvență se pot străpunge din cauza aplicării unei tensiuni inverse prea mari între bază și emitor. Pentru ca tranzistorul să se comporte bine la frecvențe ridicate, este necesar ca timpul în care purtătorii de sarcină traversează baza să fie cît mai mic. De aceea baza tranzistorului se face foarte subțire, ceea ce atrage după sine străpungerea ușoară a bazei, la tensiuni inverse de 0,5—5 V.

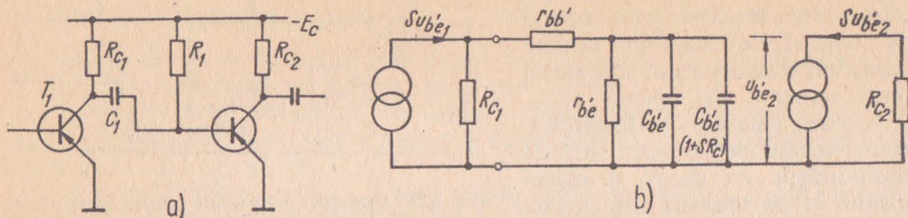


Fig. 6.40. Etaje de amplificare cu tranzistoare (*a*) şi circuitul echivalent corespunzător (*b*).

În afara limitărilor de frecvenţă care apar la funcţionarea tranzistorului în sine, circuitele în care se conectează tranzistorul micşorează în continuare frecvenţele de lucru. Pentru înţelegerea acestui fenomen, în figura 6.40, *a* s-a reprezentat o parte dintr-un amplificator cu mai multe etaje identice, cuplate *RC*. Circuitul echivalent din figura 6.40, *b* pune în evidenţă elementele care intervin la conectarea în cascadă a tranzistoarelor T_1 şi T_2.

La frecvenţe medii reactanţele capacităţilor $C_{b'e}$ şi $C_{b'c}\,(1 + SR_{c2})$ sînt suficient de mari, iar reactanţa condensatorului de cuplaj C_b, suficient de mică pentru a se putea neglija. Amplificarea de tensiune a tranzistorului T_1 este:

$$A_{u0} = \frac{U_{b'e2}}{U_{b'e1}} = S\,\frac{R_{c1} r_{b'e}}{R_{c1} + r_{bb'} + r_{b'e}} \simeq S\,\frac{R_{c1} r_{b'e}}{R_{c1} + r_{b'e}}, \tag{6.93}$$

deoarece $r_{bb'} \ll r_{b'e}$. Relaţia arată că chiar dacă $R_{c1} \to \infty$ amplificarea este limitată la $A_u \simeq S r_{b'e}$ de către rezistenţa de intrare a tranzistorului.

La frecvenţe mari, la care reactanţele capacităţilor parazite devin comparabile cu rezistenţa $r_{b'e}$ impedanţa de intrare a tranzistorului scade şi amplificarea se micşorează. Se defineşte frecvenţa limită sau de tăiere la frecvenţe înalte f_i, acea frecvenţă la care amplificarea scade la 0,707 A_{u0}.

$$f_i = \frac{R_{c1} + r_{bb'} + r_{b'e}}{2\pi (R_{c1} + r_{bb'})\, r_{b'e}\, C_{intr}} \simeq \frac{R_{c1} + r_{b'e}}{2\pi\, R_{c1}\, r_{b'e}\, C_{intr}}, \tag{6.94}$$

unde s-a notat capacitatea de intrare a tranzistorului:

$$C_{intr} = C_{b'e} + C_{b'c}(1 + SR_{c2}). \tag{6.95}$$

Dacă rezultanta rezistenţelor R_{c1} şi $r_{b'e}$ conectate în paralel se notează cu R_b,

$$R_b = \frac{R_{c1} r_{b'e}}{R_{c1} + r_{b'e}}, \tag{6.96}$$

atunci relaţia (6.94) devine:

$$f_i = \frac{1}{2\pi\, R_b\, C_{intr}}. \tag{6.97}$$

Se observă că R_b şi C_{intr} au semnificaţii similare cu R_e şi C_0 care intervin în frecvenţa limită a etajului de amplificare cu tub (relaţia 6.56).

6. CORECȚIA AMPLIFICATOARELOR CU TRANZISTOARE

Lărgirea gamei de frecvențe a etajelor amplificatoare pentru un tranzistor dat se poate face în modurile următoare:

— prin utilizarea circuitelor de corecție cu inductanță descrise în paragraful 2 al prezentului subcapitol;

— prin micșorarea capacității de intrare;

— prin alegerea potrivită a rezistenței R_b.

a) La amplificatoarele cu tranzistoare se poate utiliza oricare din cele trei tipuri de circuite de corecție cu inductanță. Calculul circuitelor de corecție este însă mai complicat decît în cazul amplificatoarelor cu tuburi datorită existenței rezistenței bază-emitor ($r_{b'e}$).

Corecția cu inductanța în derivație (fig. 6.41) se utilizează atunci cînd generatorul de semnale are rezistența internă mare, cum ar fi în cazul etajelor excitate de tranzistoare în montaj *EC* sau *BC*. Creșterea frecvenței limită superioare este de maximum 1,7 ori în raport cu etajul necorectat.

Dacă generatorul care excită etajul avînd rezistență internă foarte mică este de tensiune constantă, cum ar fi , de exemplu, etajul repetor pe emitor, atunci se folosește circuitul de corecție din figura 6.42, cu inductanța conectată în serie.

Corecția combinată, serie-derivație, se utilizează mai rar din cauză că e destul de complicată. Se întîlnește totuși în etajele de amplificare unde din cauza limitărilor de disipație sau de curent de colector lărgimea de bandă necesară se obține cu mari dificultăți.

b) În conformitate cu relația (6.95) capacitatea de intrare a tranzistorului se compune din capacitatea joncțiunii bază-emitor și din capacitatea joncțiunii bază-colector, ultima multiplicată cu $(1 + A_u)$. Deoarece amplificarea de tensiune este în general redusă ($A_u < 10$), $C_{b'c}\,(1 + A_u) < C_{b'e}$ și aportul însemnat în determinarea capacității de intrare îl are $C_{b'e}$. Dacă se revine la relațiile (6.89) și (6.92) între care se elimină panta, se obține:

$$C_{b'e} \simeq 7\,\frac{I_{eo}}{f_\alpha}. \tag{6.98}$$

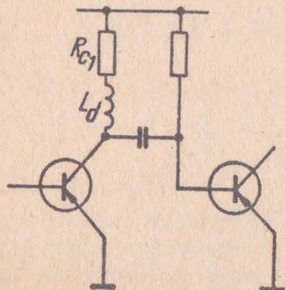


Fig. 6.41. Circuit cu corecție la frecvențe înalte cu inductanță derivație.

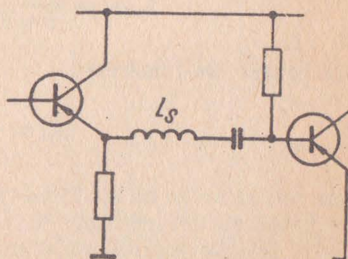


Fig. 6.42. Circuit de corecție la frecvențe înalte cu inductanță serie.

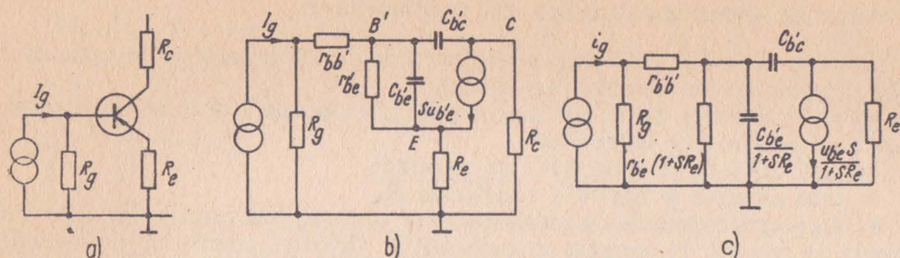


Fig. 6.43. Corecţie la frecvenţe înalte prin reacţie negativă de curent (*a*), circuitul echivalent (*b*) şi circuitul echivalent transformat (*c*).

De aici rezultă o primă metodă de reducere a capacității de intrare: micșorarea curentului I_{e0}. Metoda aceasta este aplicabilă însă numai în etajele care amplifică semnale de mică amplitudine, deoarece prin micșorarea curentului de emitor scade plaja de excitație a tranzistorului.

O altă soluție pentru micșorarea capacității de intrare, des întîlnită la amplificatoarele de impulsuri, este utilizarea reacției negative de curent obținută prin conectarea între emitor și masă a unei rezistențe R_e nedecuplate (fig. 6.43, *a*). În figura 6.43, *b* se prezintă circuitul echivalent corespunzător, dedus prin conectarea punctului *E* la masă prin rezistența R_e. Acest circuit echivalent se poate transforma în circuitul din figura 6. 43, *c* care este foarte comod, avînd aceeași formă cu circuitul etajului fără reacție. Din schemă se observă următoarele:

— rezistența de intrare a tranzistorului crește de $(1 + SR_e)$ ori, fapt avantajos la aplicarea unui circuit de corecție cu inductanța derivație în colectorul etajului anterior;

— capacitatea emitor-bază scade de $(1 + SR_e)$ ori;

— scade panta echivalentă a tranzistorului, devenind egală cu $\frac{S}{1 + SR_e}$.

Cu acestea, capacitatea de intrare a etajului devine:

$$C_{intr} = \frac{C_{b'e}}{1 + SR_e} + C_{b'c}\,(1 + A_u), \tag{6.99}$$

iar amplificarea de tensiune:

$$A_u = \frac{S}{1 + SR_e}\, R_c. \tag{6.100}$$

Ultima relație arată că scăderea capacității de intrare a etajului se obține cu prețul scăderii pantei echivalente. Dacă este necesară menținerea unei amplificări date, trebuie mărită rezistența de colector a etajului, ceea ce poate fi dezavantajos etajului următor.

O îmbunătățire suplimentară se obține dacă reacția negativă neselectivă se transformă într-o reacție selectivă. Pentru aceasta este suficientă conectarea

în paralel cu rezistența de emitor a unui condensator C_e (fig. 6.44). Efectul acestui condensator apare numai la frecvențe înalte, prin aceea că reactanța ei scăzînd cu frecvența, micșorează reacția negativă. La frecvențe joase reacția negativă, determinată de rezistența R_e menține o valoare micșorată a pantei echivalente. În apropiere de frecvența limită, unde datorită șuntării rezistenței echivalente R_b de către C_{intr} scade $U_{b'e}$, se micșorează și reacția negativă și panta efectivă a tranzistorului. În acest fel, frecvența limită crește cel mult de 1,7 ori în raport cu frecvența limită a etajului cu reacție negativă neselectivă. Pentru comparație, în figura 6.45 s-au reprezentat caracteristicile de amplitudine-frecvență pentru un etaj fără reacție, cu reacție neselectivă și cu reacție selectivă.

În legătură cu frecvența limită inferioară a amplificatoarelor cu tranzistoare sînt valabile aceleași considerente care au fost expuse la amplificatoarele cu tuburi. Specific este doar faptul că condensatoarele de cuplaj și de filtraj trebuie să aibă capacități foarte mari (zeci sau sute de μ F), date fiind rezistențele dinamice de valori reduse ale tranzistoarelor.

c) Creșterea frecvenței limită f_l prin micșorarea rezistenței echivalente a circuitului de bază R_b este evidentă. Rezistența R_b se compune prin punerea în paralel a rezistenței de intrare $r_{b'e}$ și a rezistenței generatorului, care dacă etajul anterior este în montaj *EC* sau *BC*, este egală cu R_c. Rezistența de intrare $r_{b'e}$ se poate micșora prin reacție negativă de tensiune, dar posibilitatea aceasta nu se utilizează deoarece o dată cu micșorarea rezistenței crește capacitatea de intrare.

Reducerea rezistenței de colector R_c se lovește și ea de dificultăți: scăderea amplificării și a plajei de excitație a etajului precedent, creșterea distorsiunilor neliniare, necesitatea de a mări mult condensatoarele de cuplaj pentru a asigura frecvența limită inferioară corespunzătoare. Distorsiunile neliniare se datoresc în principal variației rezistenței de intrare în funcție de curentul

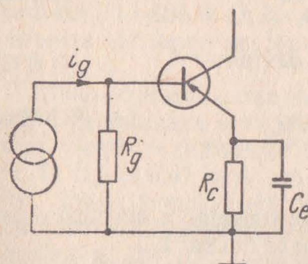


Fig. 6.44. Corecție la frecvențe înalte prin reacție negativă selectivă.

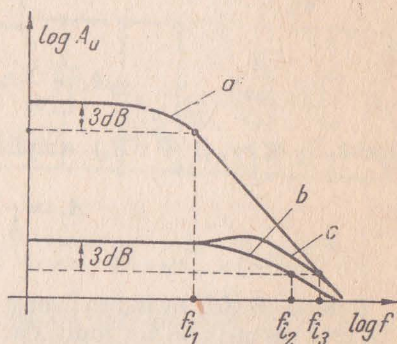


Fig. 6.45. Variația amplificării la frecvențe înalte pentru un amplificator necorectat (*a*), pentru unul corectat prin reacție negativă neselectivă (*b*) și pentru unul corectat cu reacție negativă selectivă (*c*).

de comandă aplicat pe bază. Dacă rezistența generatorului (sau, în particular R_c) este mare în raport cu $r_{b'e}$, atunci aproape întregul curent al generatorului trece prin $r_{b'e}$. Dacă însă rezistența generatorului este mică în raport cu $r_{b'e}$, atunci raportul în care se divide curentul generatorului între aceste două rezistențe conectate în paralel depinde de raportul rezistențelor. Deoarece rezistența $r_{b'e}$ variază cu semnalul, raportul curenților nu va fi constant, iar curentul bazei nu va fi de aceeași formă cu semnalul dat de generator. Distorsiunile pot fi reduse dacă punctul mediu de funcționare se plasează spre curenți mai mari, unde variațiile rezistenței de intrare sînt mai reduse.

Practic, valoarea rezistenței generatorului se stabilește de la caz la caz, astfel încît dezavantajele să fie menținute între limite acceptabile.

7. ETAJUL REPETOR PE EMITOR

Tranzistorul în montaj *CC*, sau cum i se mai spune repetorul pe emitor, este echivalent cu repetorul catodic și se caracterizează printr-o amplificare redusă de putere, dar prin impedanță de intrare mare și impedanță de ieșire foarte mică. De aceea el se folosește în general ca etaj de adaptare sau de separare.

Schema de principiu a repetorului pe emitor, precum și circuitul echivalent dedus din ea se dau în figura 6.46, *a* și *b*. Circuitul echivalent este identic cu cel al etajului de amplificare cu reacție de curent în emitor (fig. 6. 44, *b*), dacă în aceasta din urmă se face $R_c = 0$. Circuitul echivalent al repetorului se poate transforma, ajungînd în final la forma reprezentată în figura 6. 46, *c*. Din el se deduc amplificările de tensiune și de curent:

$$A_u = \frac{U_e}{U_g} \simeq \frac{SR_e}{1 + SR_e} = \frac{R_e}{\frac{1}{S} + R_e} \tag{6.101}$$

$$A_i = \frac{i_e}{i_g} \simeq \frac{SR_g r_{b'e}}{R_g + r_{b'e}(1 + SR_e)}. \tag{6.102}$$

Dacă $R_g \ll r_{b'e}(1 + SR_e)$, amplificarea de curent devine:

$$A_i \simeq \frac{SR_g}{1 + SR_e} = \frac{R_g}{\frac{1}{S} + R_e}. \tag{6.102,a}$$

Relația (6.102, *a*) indică faptul că amplificarea de tensiune a etajului repetor este subunitară. Cel mult, dacă $1/S \ll R_e$, ea poate deveni 1.

Dacă $1/S \ll R_e$, atunci amplificarea de curent este independentă de tranzistor și este determinată de raportul rezistenței generatorului și a rezistenței de sarcină.

Rezistența de intrare a repetorului pe emitor este:

$$R_{intr} = r_{bb'} + r_{b'e}(1 + SR_e) \simeq r_{b'e}(1 + SR_e), \tag{6.103}$$

iar capacitatea de intrare:

$$C_{intr} = \frac{C_{b'e}}{1 + SR_e} + C_{b'c} \quad (6.104)$$

Se observă scăderea substanțială (de 5 — 10 ori) a capacității de intrare a repetorului în raport cu capacitatea de intrare a etajului de amplificare cu *EC* (relația 6.95).

Rezistența de ieșire a repetorului pe emitor este:

$$R_{ieș} = \frac{R_g + r_{b'e}}{S r_{b'e}}. \quad (6.105)$$

Termenul R_g provoacă dependența rezistenței de ieșire de mărimea rezistenței generatorului. Dacă însă $R_g \ll r_{b'e}$, rezistența de ieșire devine constantă:

$$R_{ieș} \simeq \frac{1}{S}. \quad (6.105, a)$$

Practic, rezistența de intrare a repetoarelor este de ordinul 10—500 k Ω, iar rezistența de ieșire de 20 — 200 Ω.

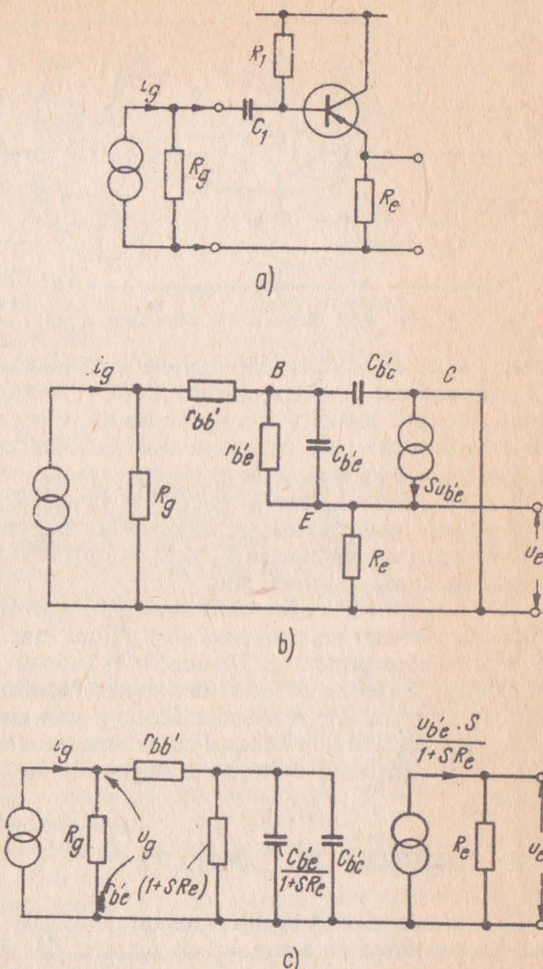


Fig. 6.46. Etajul repetor pe emitor (*a*), circuitul echivalent (*b*) și circuitul echivalent transformat (*c*).

Pentru exemplificarea modului de îmbinare a etajelor amplificatoare cu tranzistoare, în figura 6.47 se dă schema unui amplificator de impulsuri. El primește semnalele și le transmite mai departe, prin intermediul a cîte unui cablu cu impedanța caracteristică de 75 Ω.

Primul etaj este un repetor pe emitor care asigură capacitatea de intrare mică. Deoarece rezistența lui de intrare e ridicată, la capătul cablului se conectează rezistența $R_1 = 75\ \Omega$ pentru adaptare. Etajul următor (T_2) este în montaj cu *EC*, fără reacție (condensatorul C_3 este de valoare mare). În lipsa reacției amplificarea are o mărime însemnată și termenul $C_{b'c}(1 + A_u)$ majo-

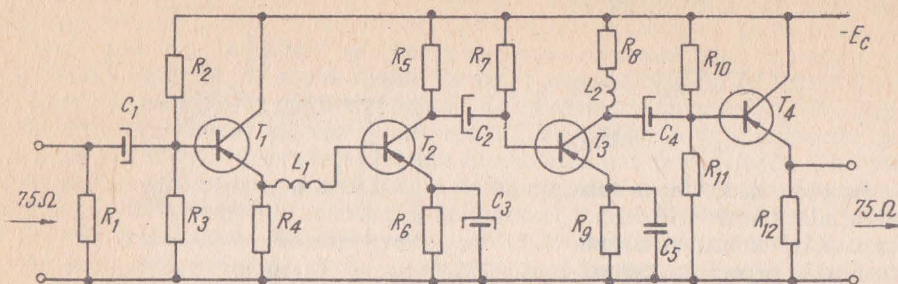


Fig. 6.47. Schema de conexiuni a unui amplificator de impulsuri.

rează mult capacitatea de intrare a tranzistorului. Dat fiind că tranzistorul T_2 este excitat de către un repetor pe emitor, avînd rezistența de ieșire foarte mică, rezultă totuși o frecvență limită superioară destul de ridicată. Banda se mai lărgește prin aplicarea unei corecții cu inductanță derivație (L_1).

Etajul T_3 lucrează cu corecție prin reacție negativă selectivă (produs de grupul R_9 C_5). Introducerea reacției se justifică astfel :

— scade capacitatea de intrare, iar frecvența limită superioară a circuitului dintre tranzistoarele T_2 și T_3 se obține ridicată fără a fi necesară alegerea unei rezistențe R_5 prea mici;

— tranzistorul T_3 lucrează la semnal mai mare decît T_2, de aceea neliniaritățile rezistenței $r_{b'e}$ provoacă distorsiuni mari, pe care însă reacția negativă le reduce corespunzător. Ultimul etaj este un repetor pe emitor care asigură rezistența de ieșire de 75 Ω necesară adaptării. Deoarece capacitatea lui de intrare este redusă, rezistența R_8 se poate alege de valoare relativ ridicată. Corecția utilizată este de tipul cu inductanță derivație, aplicabilă cu bune rezultate dacă rezistența de ieșire a etajului precedent, în cazul de față r_{ce}, este mare.

E. CIRCUITE DE LIMITARE

Se numește circuit de limitare un dispozitiv la ieșirea căruia semnalul variază proporțional cu semnalul de intrare, dar numai între anumite limite, la depășirea cărora semnalul de ieșire rămîne constant. După sensul în care se face limitarea, există *limitare superioară* și *limitare inferioară*. Există și circuite de limitare care efectuează simultan limitare superioară și inferioară, numite *limitatoare bilaterale*.

Limitatoarele se realizează cu elemente neliniare care pot fi diode (cu vid sau semiconductoare), tuburi cu grilă de comandă, sau tranzistoare.

1. LIMITATOARE CU DIODĂ

a. **Limitatoare serie.** Schema limitatorului serie este arătată în figura 6.48, *a*. Denumirea lui provine din conectarea diodei în serie cu semnalul. Se presupune că la intrarea limitatorului se aplică o tensiune sinusoidală u_1

(fig. 6.48, *b*). Dioda *D* conduce numai dacă tensiunea u_1 este pozitivă față de masă. Atunci cînd tensiunea de intrare este negativă, dioda se blochează și tensiunea de ieșire u_2 rămîne nulă. Se obține astfel o tensiune de ieșire formată din semialternanțe pozitive de sinusoide.

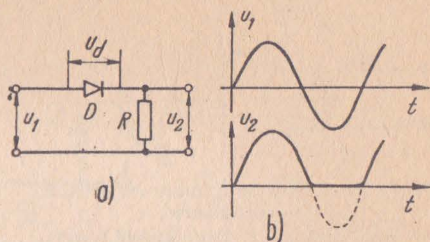


Fig. 6.48. Circuit de limitare inferioară cu diodă serie:
a — schema circuitului; *b* — formele tensiunii de intrare și de ieșire.

În timpul conducției, rezistența internă a diodei este mică, dar diferită de zero. Această rezistență formează împreună cu rezistența *R* un divizor de tensiune, care micșorează amplitudinea semialternanței pozitive. Tensiunea de ieșire în timpul semialternanțelor pozitive este:

$$u_2 = u_1 \frac{R}{R + r_d} \tag{6.106}$$

Pentru ca u_2 să fie cît mai apropiat de u_1 trebuie ca rezistența limitatorului *R* să fie cu mult mai mare decît rezistența internă a diodei r_d.

În stare blocată dioda are o rezistență inversă foarte mare R_d. Pentru ca în timpul blocării diodei tensiunea de ieșire să rămînă egală cu zero trebuie ca $R_d \gg R$. Din aceste două condiții rezultă că pentru funcționarea corectă a limitatorului trebuie ca rezistența *R* să fie :

$$r_d \ll R \ll R_d. \tag{6.107}$$

Cele două condiții pot fi simultan îndeplinite cu atît mai ușor cu cît raportul R_d/r_d este mai mare. Diodele cu vid au rezistență inversă foarte mare ($R_d >$ > 10 M Ω), totuși în circuitele limitatoare dau în general rezultate mai slabe decît diodele semiconductoare, datorită capacității parazite anod-catod destul de mari. Această capacitate se conectează în paralel cu rezistența diodei (fig. 6.49). În stare de conducție rezistența r_d este mică și efectul capacității, în primă aproximație, se poate neglija. În schimb, atunci cînd dioda e blocată, rezistența R_d este mare și curentul care poate trece prin capacitatea parazită C_d dă naștere la bornele rezistenței *R* la un semnal parazit. Capacitatea C_d și rezistența *R* formează un circuit de derivare astfel că în timpul cît dioda este blocată, la ieșire apare un semnal proporțional cu derivata semnalului de intrare.

Din acest motiv reducerea capacității parazite este o cerință importantă pentru buna funcționare a limitatorului, reducere care se poate realiza prin utilizarea diodelor semiconductoare. Diodele semiconductoare cu contacte punctiforme au capacitate parazită extrem de mică, sub 1 pF. Deși rezistența lor inversă este de numai cîteva sute de kiloohmi, în schimb au rezistență directă de circa 10 ori mai mică decît diodele cu vid, astfel raportul R_d/r_d este satisfăcător.

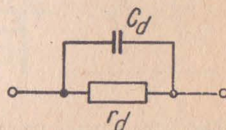


Fig. 6.49. Schema echivalentă a diodei.

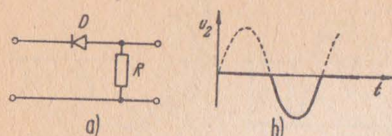


Fig. 6.50. Circuit de limitare superioară cu diodă serie:
a – schema circuitului; b – forma tensiunii la ieşire.

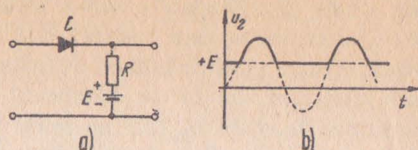


Fig. 6.51. Circuit de limitare inferioară cu prag pozitiv:
a – schema circuitului; b – forma tensiunii la ieşire.

Dacă limitatorul trebuie să transmită la ieşire semnale negative, se inversează polaritatea diodei D (fig. 6. 50, *a*). Aplicînd la intrare aceeaşi tensiune sinusoidală, la ieşire se va obţine semnalul din figura 6.50, *b*.

Semnalul de intrare poate fi limitat şi la nivel diferit de zero. Pentru aceasta, în circuit se conectează o sursă de tensiune. Deoarece sursele de tensiune au cîte un capăt conectat la masă ele se introduc de obicei în serie cu rezistenţa R (fig. 6. 51).

În lipsa semnalului de intrare, dioda este polarizată în sens de blocare, de aceea tensiunea de ieşire se menţine la tensiunea E a bateriei de polarizare. Atunci cînd anodul diodei devine mai pozitiv decît catodul său (aceasta are loc cînd $u_1 > E$), dioda se deschide şi tensiunea de ieşire urmăreşte forma tensiunii de intrare. Acest limitator transmite spre ieşire semnalele mai mari decît tensiunea sursei de polarizare. Dacă se inversează polaritatea diodei, circuitul transmite semnalele mai mici decît tensiunea de polarizare (fig. 6.52).

Utilizarea în practică a surselor separate pentru polarizare este incomodă. De aceea se preferă polarizarea prin rezistenţe, direct de la sursa de tensiune anodică. Un asemenea circuit de limitare este prezentat în figura 6.53. Cele două rezistenţe formează un divizor de tensiune care înlocuieşte sursa din figura 6.51, *a*. Pentru ca cele două scheme să fie echivalente, trebuie ca rezistenţele R_1 şi R_2 în paralel să fie egale cu rezistenţa R:

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R, \tag{6.108}$$

iar tensiunea obţinută prin divizarea tensiunii de alimentare să fie egală cu E:

$$E_a \frac{R_2}{R_1 + R_2} = E. \tag{6.109}$$

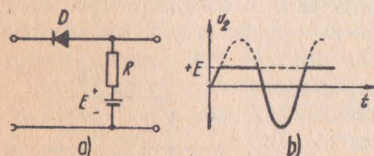


Fig. 6.52. Circuit de limitare superioară cu prag pozitiv:
a – schema circuitului; b – forma tensiunii la ieşire.

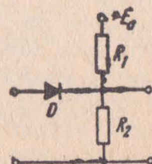


Fig. 6.53. Înlocuirea sursei de polarizare separată cu un divizor de tensiune alimentat de la tensiunea anodică.

b. **Limitatoare derivație.** Schema limitatorului derivație este prezentată în figura 6.54, *a*, în care, față de schema de limitare serie, elementele *R* și *D* au fost schimbate între ele. Se presupune în continuare că semnalul aplicat la intrare este de formă sinusoidală. În semiperioadele pozitive dioda se polarizează în sens de blocare, astfel că dacă impedanța circuitului conectat la bornele de ieșire este foarte mare, tensiunea de ieșire urmărește fidel tensiunea de intrare. În semiperioadele negative, dioda se deschide și rezistența ei de conducție r_d formează împreună cu rezistența *R* un divizor de tensiune:

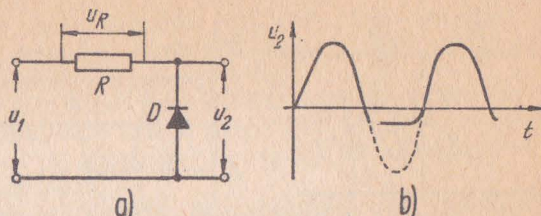


Fig. 6.54. Circuit de limitare derivație: *a* — schema circuitului; *b* — forma tensiunii la ieșire.

$$u_2 = u_1 \frac{r_d}{R + r_d}. \tag{6.110}$$

Pentru ca tensiunea u_2 să fie cît mai mică în perioadele limitării, trebuie ca rezistența *R* să fie mult mai mare decît rezistența diodei r_d.

Dacă este necesară o limitare superioară, evident, se inversează polaritatea diodei. Ca și în cazul limitatorului serie, este posibilă obținerea unui prag de limitare diferit de zero prin introducerea unei surse de polarizare (fig. 6.55).

c. **Limitatoare bilaterale.** În figura 6.56, *a* este reprezentată schema unui limitator cu diode, în derivație, cu limitare bilaterală. Ea este compusă din două circuite de limitare, avînd diodele și sursele de polarizare montate în sensuri opuse. Într-adevăr, dacă tensiunea de intrare este cuprinsă între $-E_2$ și E_1, ambele diode sînt blocate și tensiunea de ieșire urmărește tensiunea de intrare. Dacă $u_1 > E_1$, dioda D_1 deschizîndu-se șuntează semnalul de ieșire. De asemenea, dacă $u_1 < -E_2$, semnalul de ieșire este șuntat de dioda D_2.

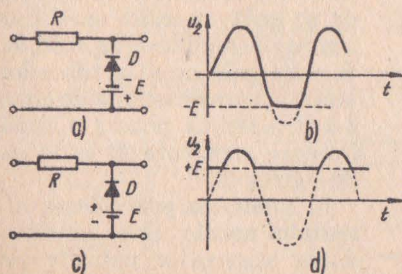


Fig. 6.55. Circuite de limitare derivație cu nivel de limitare diferit de zero: *a* și *c* — două variante ale circuitului; *b* și *d* — formele corespunzătoare ale tensiunii la ieșire.

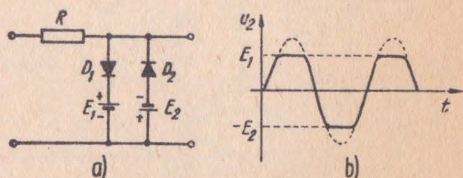


Fig. 6.56. Circuit de limitare bilaterală derivație: *a* — schema circuitului; *b* — forma tensiunii la ieșire

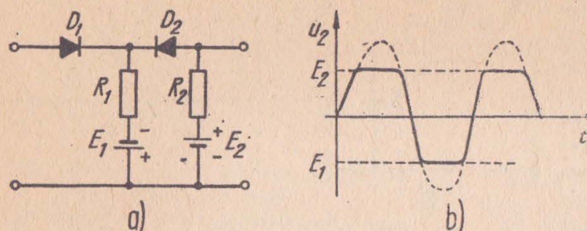


Fig. 6.57. Circuit de limitare bilaterală serie:
a — schema circuitului; *b* — forma tensiunii la ieșire.

Schema unui limitator serie bilateral este reprezentată în figura 6. 57, *a*, realizată prin conectarea în cascadă a două circuite de limitare simple. Pentru buna funcționare a montajului este necesar ca R_1 și R_2 să fie mult mai mari decît rezistențele de conducție ale diodelor, și ca R_1 să fie mult mai mică decît R_2. În acest caz, cele două limitatoare se pot considera ca fiind independente. Prima diodă (D_1) conduce atunci cînd $u_1 > -E_1$, deci produce o limitare inferioară la tensiunea $-E_1$, pe cînd cealaltă diodă (D_2) se blochează dacă $u_1 > E_2$, adică limitează superior la $+E_2$ (fig. 6. 57,*b*).

2. LIMITATOARE CU TUB CU GRILĂ DE COMANDĂ

Cu ajutorul tuburilor cu grilă de comandă se pot realiza trei feluri de limitări:

— limitare prin curenți de grilă;
— limitare prin tăierea curentului anodic;
— limitare prin saturația curentului anodic.

a. **Limitarea prin curenți de grilă.** Schema unui etaj limitator cu triodă este reprezentată în figura 6. 58,*a*. În acest montaj, spațiul grilă-catod al tubului joacă rolul unei diode. Într-adevăr, dacă grila este pozitivată în raport cu catodul, ea atrage electronii negativi și apare un curent de grilă; dacă grila e negativată, ea respinge electronii și curentul de grilă este practic nul. Astfel spațiul grilă-catod împreună cu rezistența R se comportă ca un montaj de limitare derivație cu diodă. Deoarece trioda realizează și o anumită amplificare a semnalului de pe grilă, la ieșire se obține semnalul amplificat (fig. 6.58, *b*). Spațiul grilă-catod al tuburilor obișnuite are rezistența de circa 1 k Ω, astfel că pentru o bună limitare rezistența R se ia de 30—100 k Ω.

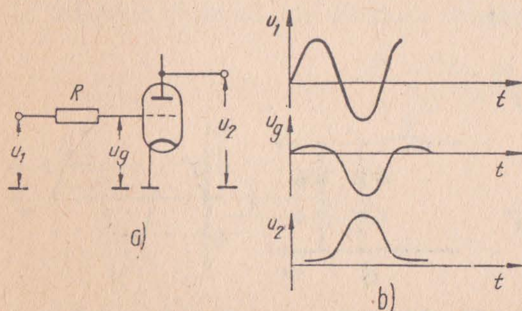


Fig. 6.58. Circuit de limitare cu triodă, prin curent de grilă:
a — schema circuitului; *b* — formele tensiunilor.

b. **Limitarea prin tăierea curentului anodic.** Dacă amplitudinea semnalelor aplicate pe grila tubului din figura 6. 58, *a* este suficient de mare, în timpul semialternanțelor negative negativarea grilei poate să de-

vină atît de mare încît să taie curentul anodic (fig. 6.59). Prin aceasta se produce o limitare a semnalului de ieşire din etaj, corespunzătoare tensiunii la care se anulează curentul anodic.

Pentru a putea limita semnale de intrare mici, adesea este necesară micşorarea tensiunii de grilă corespunzătoare tăierii curentului anodic. Aceasta se obţine prin reducerea tensiunii de alimentare anodică la triode sau prin divizarea tensiunii de ecran la pentode.

c. **Limitarea prin saturaţia curentului anodic**. Această limitare se realizează de obicei cu ajutorul pentodelor, ale căror caracteristici anodice prezintă o saturaţie în domeniul tensiunilor anodice mici, ca în figura 6. 60. Se observă că în punctul *A* tensiunea grilei poate varia între U_{g1} şi U_{g2} fără ca valoarea curentului anodic să se schimbe. Adesea se combină acest tip de limitare cu limitarea prin curenţi de grilă, obţinîndu-se astfel o limitare foarte netă.

3. LIMITAREA CU TRANZISTOARE

Un etaj de amplificare cu tranzistoare poate fi făcut să funcţioneze ca limitator prin alegerea convenabilă a punctului static de funcţionare.

Limitarea în etajele cu tranzistoare apare datorită tăierii curentului de colector sau datorită saturaţiei. În limitatoare tranzistorul se conectează de obicei în montaj *EC*, în felul acesta obţinîndu-se amplificare atît de tensiune cît şi de curent.

a. **Limitarea prin tăierea curentului de colector**. Dacă tensiunea dintre baza şi emitorul unui tranzistor *p-n-p* este nulă sau pozitivă, curentul de colector are intensitate foarte mică şi practic independentă de tensiunea aplicată. Acest curent, numit curent rezidual al joncţiunii colector-bază (I_{CB0}), pentru un tranzistor dat depinde de temperatură. Valoarea lui într-o primă aproximaţie a analizei limitării se poate neglija, considerînd $I_C \simeq 0$.

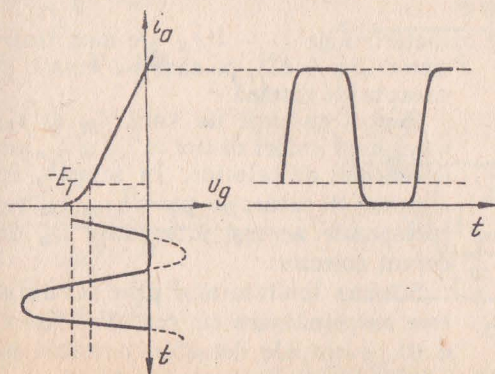


Fig. 6. 59. Limitarea prin curent de grilă şi tăierea curentului anodic.

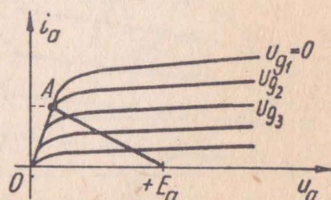


Fig. 6.60. Limitarea prin saturarea curentului anodic a unei pentode.

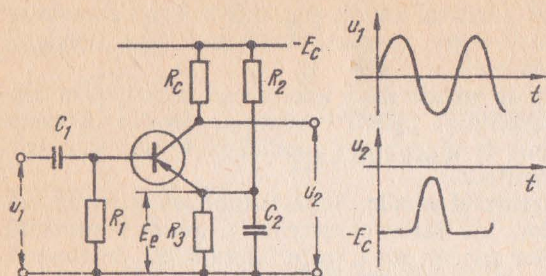


Fig. 6.61. Circuit de limitare cu tranzistor prin tăierea curentului de colector.

În figura 6.61 se prezintă schema unui limitator cu tranzistor. Emitorul tranzistorului este polarizat la o tensiune fixă E_e cu ajutorul unui divizor format din rezistențele R_2 și R_3. Dacă baza este mai negativă, în raport cu masa, decît emitorul, tranzistorul conduce, și la bornele rezistenței de sarcină R_c apare amplificată o parte din semnalul aplicat la intrare. La tensiuni bază-emitor pozitive, tranzistorul rămîne blocat și tensiunea de colector are valoare egală cu tensiunea de alimentare. În realitate tensiunea de colector este mai mică decît tensiunea de alimentare, datorită trecerii curentului rezidual de colector prin rezistența de sarcină. Curentul rezidual crește foarte rapid cu temperatura, de aceea uneori acest curent poate perturba buna funcționare a montajului. Pentru a micșora efectul temperaturii, se folosesc tranzistoare cu I_{CB0} mic (tranzistoare cu siliciu) sau se micșorează rezistența de colector R_c. Ultima soluție conduce la micșorarea amplificării limitatorului, astfel că nu se poate aplica întotdeauna.

Dacă condițiile de lucru impun eliminarea unor porțiuni negative dintr-un semnal, se utilizează un tranzistor *n-p-n*, care se blochează pentru tensiuni bază-emitor negative.

b. **Limitarea prin saturație**. La creșterea curentului de colector al unui tranzistor, crește și căderea de tensiune la bornele rezistenței de sarcină; la egalarea tensiunii de alimentare de către căderea de tensiune pe rezistența de colector, curentul de colector nu mai poate crește și tranzistorul intră în saturație.

Fenomenul se poate urmări și pe caracteristicile $I_C - U_{CE}$ ale unui tranzistor (fig. 6.62), pe care s-a trasat și dreapta de sarcină.

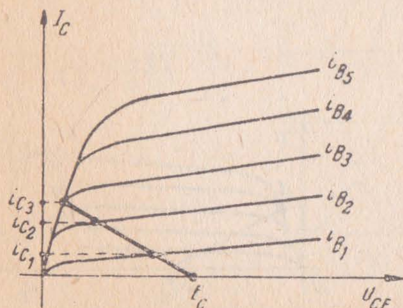


Fig. 6.62. Dreapta de sarcină a unui limitator cu saturația curentului de colector.

Pentru curenții de bază i_{B1} și i_{B2} corespund valori distincte i_{C1} și i_{C2} ale curentului de colector. În schimb, în regiunea de saturație, pentru i_{B3}, i_{B4}, i_{B5} corespunde aceeași intensitate i_{C3} de curent colector.

Schema limitatorului prin saturație este asemănătoare cu cea din figura 6.61, eventuale deosebiri constînd în circuitele de polarizare a bazei și a emitorului.

F. CIRCUITE DE AXARE

Dificultățile de a realiza în mod economic amplificatoare cu cuplaj în curent continuu, cuplaj necesar pentru transmiterea componentei medii a semnalului, precum și a variațiilor ei de foarte joasă frecvență, au determinat dezvoltarea tehnicii televiziunii pe baza amplificatoarelor cu cuplaj de curent alternativ (RC).

În numeroase puncte ale lanțului de transmisie, pentru reproducerea corectă a imaginii, este necesară prezența în semnal a componentei medii.

Un semnal corect de televiziune trebuie să aibă nivelele impulsurilor de stingere și impulsurilor de sincronizare constante, independente de variația conținutului imaginii. Această condiție nu mai poate fi îndeplinită în cazul în care semnalul trece printr-un condensator de cuplaj. În afară de aceasta, mai există o multitudine de cauze ce conduc la variația nivelului impulsurilor de stingere și sincronizare, alterînd semnalul video și perturbînd funcționarea circuitelor, ca, de pildă: mixarea aditivă a unor semnale perturbatoare, acțiunea circuitelor de reglaje a amplificării etc. Principial, componenta medie a semnalului poate fi refăcută prin două metode: utilizarea circuitelor detectoare de vîrf și utilizarea circuitelor de axare comandată.

Circuitele detectoare de vîrf produc componenta continuă, o adaugă semnalului și prin aceasta aliniază vîrfurile impulsurilor de stingere și ale celor de sincronizare pe nivele constante, folosind în acest scop un circuit asemănător unui limitator cu diodă (fig. 6. 63).

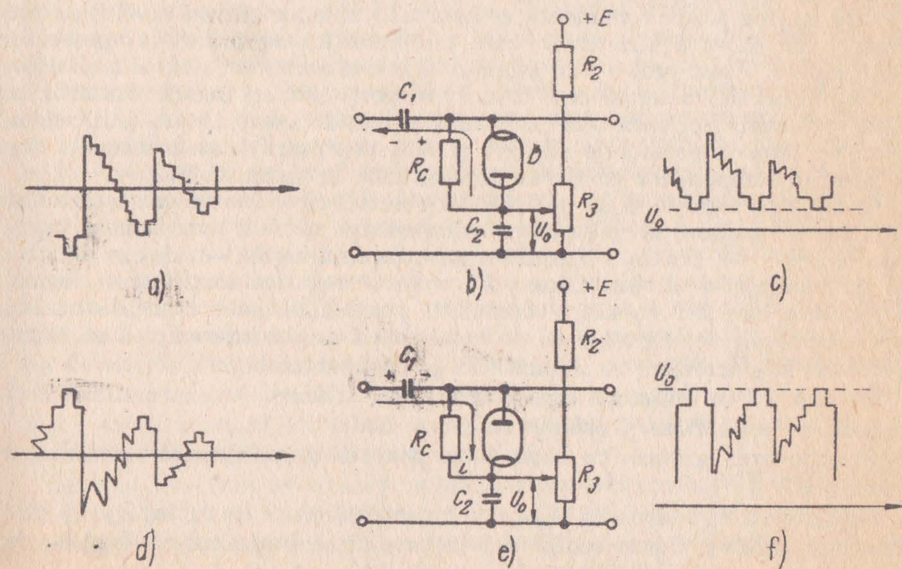


Fig. 6.63. Circuite de axare cu diodă:

a — semnal video pozitiv; *b* — circuit de axare adecvat; *c* — semnalul video după axare; *d* — semnal video negativ; *e* — circuit de axare adecvat; *f* — semnalul după axare.

Diferenţa faţă de montajul de limitare constă în înlocuirea rezistenţei conectate în serie cu sursa de semnale cu un condensator C_1. Pentru semnalele video pozitive C (cu impulsurile de sincronizare îndreptate spre tensiuni negative) se foloseşte schema de axare din figura 6. 63,*b*, iar pentru semnale video negative se inversează dioda (fig. 6. 63,*e*).

Funcţionarea circuitului este următoarea: în momentul transmiterii impulsurilor de sincronizare, negative, dioda *D* (fig. 6. 63,*b*) se deschide şi apare un curent *i* care parcurge condensatorul C_1 şi-l încarcă cu polaritatea indicată în figură. Această tensiune se adună la semnalul de intrare şi micşorează negativarea catodului diodei faţă de anodul său. La aplicarea impulsurilor succesive de sincronizare condensatorul C_1 se încarcă la o asemenea valoare încît tensiunea anod-catod a diodei să devină aproximativ zero. În intervalele dintre impulsurile de sincronizare dioda se polarizează în sens de blocare, iar condensatorul C_1 se descarcă lent prin rezistenţa R_1 (constanta de timp C_1R_1 se alege mult mai mare decît perioada de repetiţie a impulsurilor de sincronizare). Această descărcare a condensatorului este compensată printr-o uşoară deschidere a diodei la aplicarea impulsurilor de sincronizare.

În acest mod vîrfurile impulsurilor de sincronizare se aliniază toate la acelaşi nivel. Nivelul de aliniere poate fi modificat prin aplicarea unei polarizări reglabile diodei, cu ajutorul divizorului de tensiune R_2, R_3. Pentru a evita variaţia nedorită a tensiunii anodului diodei, cursorul potenţiometrului R_3 se şuntează cu un condensator C_2, care trebuie să aibă capacitatea mult mai mare decît condensatorul C_1.

Circuitul cu axare comandată este capabil să aducă la un nivel bine precizat orice parte a semnalului care este selecţionată printr-un proces de eşantionare. Acest proces este asigurat prin comandarea circuitului de axare cu impulsuri de comandă care coincid cu porţiunile ce trebuie aduse la un nivel constant. Acţiunea unui asemenea sistem de axare asupra unui semnal imagine (fără impulsuri de stingere şi fără impulsuri de sincronizare), care a pierdut componenta continuă, este arătată în figura 6. 64.

Comparînd figurile 6. 63 şi 6. 64, se observă că circuitul cu detector de vîrf nu este capabil să redea corect componenţa medie a unui semnal ca cel din figura 6. 64, deoarece lipsind impulsurile de stingere sau de sincronizare, el are tendinţa să alinieze oricare din vîrfurile negative conţinute în semnal. În schimb, circuitul cu axare comandată poate alinia intervalele dintre linii ale semnalului din figura 6. 64 cu condiţia ca aceste intervale să se repete periodic, în sincronism cu impulsurile de comandă.

În practică se utilizează două variante ale schemei de axare comandată: *schema cu două diode* şi *schema cu patru diode.*

Funcţionarea schemei cu două diode poate fi uşor înţeleasă urmărind figura 6. 65.

Se observă că rezistenţa R_g de la un circuit clasic de cuplaj R_g C_g este înlocuită printr-o punte echilibrată în care două braţe conţin diodele, iar celelalte două cîte o rezistenţă *R*.

În punctele *2* şi *3* ale punţii se aplică, prin condensatoarele C_p, impulsuri de comandă egale şi de polarităţi opuse de la generatoarele de impedanţă

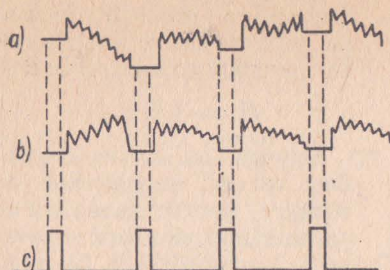


Fig. 6.64. Acţiunea circuitului de axare comandată:

a — semnal imagine cu nivel de negru variabil; *b* — semnalul după axare; *c* — impulsurile necesare pentru comanda axării.

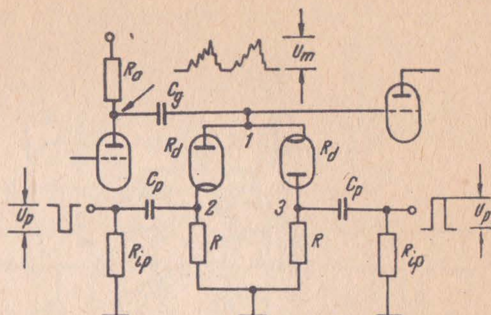


Fig. 6.65. Circuit de axare comandată cu două diode.

internă R_{ip}. Datorită modului în care sînt conectate diodele, ele se deschid la aplicarea impulsurilor de comandă, care sînt sincrone şi sinfazice cu impulsurile de stingere linii şi datorită simetriei schemei punţii diferenţa de potenţial între punctele *1* şi *0* este nulă. Prin aceasta, potenţialul punctului *1* este adus pe durata impulsului de comandă la valoarea zero, indiferent de valoarea pe care o are între impulsurile de comandă, determinată de valoarea semnalului video între impulsurile de stingere. Datorită acestui fapt impulsurile de stingere din semnalul video sînt aliniate pe tensiunea zero, circuitul opunîndu-se astfel tendinţei semnalului de a se axa pe valoarea medie după trecerea prin condensatorul de cuplaj C_g. Pentru funcţionarea corectă, condensatorul C_g trebuie să-şi modifice încărcarea corespunzător aducerii impulsurilor de stingere pe axa de tensiune zero pe durata impulsului de comandă, adică în acest timp trebuie să se compenseze variaţia încărcării produsă între impulsurile de stingere din semnal. Condensatorul C_g îşi variază sarcina, luînd cantitatea de electricitate necesară de la unul sau altul din condensatoarele C_p în timpul deschiderii diodelor. După sensul variaţiei sarcinii, aceasta trece printr-o diodă sau alta. Constanta de timp a acestui regim variabil este mică, rezistenţa internă R_d a diodei şi rezistenţă internă a generatoarelor de impulsuri de comandă fiind mici. În intervalele în care diodele sînt închise, variaţia de sarcină a condensatorului C_g se face lent, constanta de timp a acestui regim fiind foarte mare. Explicaţia rezultă din faptul că acum între punctele *2* şi *3* există tensiuni de blocare a diodelor şi punctul *1* se găseşte izolat faţă de masă prin rezistenţa mare de izolaţie.

Schema de axare comandată cu patru diode este prezentată în figura 6.66. Ea funcţionează pe acelaşi principiu cu cea precedentă cu deosebirea că cele două rezistenţe *R* au fost înlocuite cu alte două diode identice cu primele şi în diagonala *2—3* a punţii s-a introdus o rezistenţă *R*.

Avantajul acestei scheme constă în faptul că asigură o constantă de timp mai mică pentru regimul variabil din timpul aplicării impulsurilor de comandă.

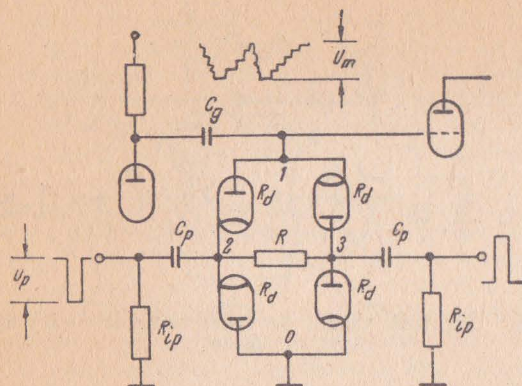


Fig. 6.66. Circuit de axare comandată cu patru diode.

Pentru a se putea asigura menținerea diodelor închise pe durata liniei, impulsurile de comandă au o amplitudine:

$$U_p \approx 1{,}3\ U_m.$$

Schema de axare fixează deci nivelul impulsurilor de stingere, pentru transmisia de calitate fiind deosebit de important ca acest nivel să fie menținut constant. Intervalul de timp de fixare trebuie să nu coincidă cu impulsurile de sincronizare cînd acestea există în semnalul ce se axează, deoarece atunci reglajul amplitudinii impulsurilor de sincronizare influențează nivelul impulsurilor de stingere și strică stabilitatea nivelului de negru. De aceea, în cazul în care semnalul conține impulsuri de sincronizare, se axează porțiunea din semnal corespunzătoare pragului posterior al palierului impulsurilor de stingere de linii.

O asemenea funcționare a circuitului de axare este asigurată comandînd acest circuit cu impulsuri de comandă sincrone cu porțiunile din semnal corespunzătoare pragului posterior al impulsurilor de stingere pe orizontală. Impulsurile de comandă necesare se formează în acest caz din impulsurile de sincronizare pe orizontală. Prin diferențierea acestor impulsuri se obține forma de undă reprezentată în figura 6. 67,*b* în care impulsurile negative apar în timp imediat după impulsurile de sincronizare, deci concomitent cu pragul posterior din impulsurile de stingere, pe orizontală. Prin amplificarea și limitarea acestor impulsuri se obține șirul de impulsuri dreptunghiulare din figura 6. 67,*c* care pot fi utilizate pentru comanda circuitelor de axare.

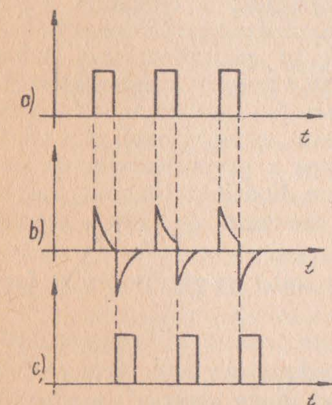


Fig. 6.67. Formarea impulsurilor de comandă a schemei de axare: *a* — impulsuri de sincronizare pe orizontală; *b* — impulsuri diferențiate; *c* — impulsuri de comandă.

În figura 6. 68 se prezintă schema unui circuit de formare a impulsurilor de comandă din impulsuri de sincronizare pe orizontală. Acestea din urmă excită cu o polaritate pozitivă etajul cu tubul T_1 care le amplifică și le aplică circuitului de diferențiere *RC*. Impulsurile diferențiate sînt amplificate în tubul T_2 în care are loc și eliminarea acelor impulsuri ce coincid cu impulsurile de sincronizare. În cazul de față impulsurile care se elimină au o polaritate negativă pe grila lui T_2 și dispar prin limitare în cotul inferior al caracteristicii de grilă. Tot

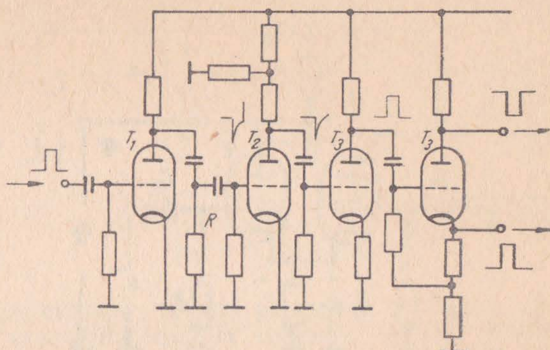


Fig. 6.68. Circuit de formare a impulsurilor de comandă.

prin limitare pe cotul inferior pe caracteristica de grilă a tubului T_3 impulsurile selectate sînt aduse la o formă dreptunghiulară. Ultimul etaj, cu sarcină anodică și catodică, amplifică impulsurile și le livrează cu polarități opuse, pe cele două ieșiri, așa cum este necesar pentru comandarea unui circuit de axare în punte cu două sau patru diode.

G. CIRCUITE DE AMESTEC

În procesul de formare a impulsurilor de televiziune se utilizează în mod curent circuite de amestec. Circuitele de amestec pot funcționa cu tuburi electronice cu grilă de comandă, cu tranzistoare ori cu diode semiconductoare sau cu vid.

Circuitele de amestec cu tuburi electronice sau cu tranzistoare sînt de două categorii: circuite de amestec aditiv și circuite de amestec multiplicativ.

a. **Circuitele de amestec aditiv**. Acestea se caracterizează prin aceea că semnalul de la ieșirea lor este proporțional cu suma semnalelor de intrare.

În figura 6. 69 este reprezentată schema unui circuit de amestec aditiv a două semnale, care constă din două etaje de amplificare avînd sarcina anodică comună. Curenții anodici de semnal ai celor două tuburi sînt:

$$i_{a1} = S_1 u_{g1}$$
$$i_{a2} = S_2 u_{g2}, \qquad (6.111)$$

iar tensiunea semnalelor din anod este:

$$U_e = -R_3 (i_{a1} + i_{a2}) = -R_3 (S_1 u_{g1} + S_2 u_{g2}). \qquad (6.112)$$

Dacă tuburile sînt identice $S_1 = S_2 = S$ și:

$$U_e = -SR_3 (u_{g1} + u_{g2}), \qquad (6.113)$$

relație care arată că semnalul de ieșire este suma celor două semnale aplicate la intrare.

În figura 6. 69,*b* se dă un exemplu de amestec a două serii de impulsuri.

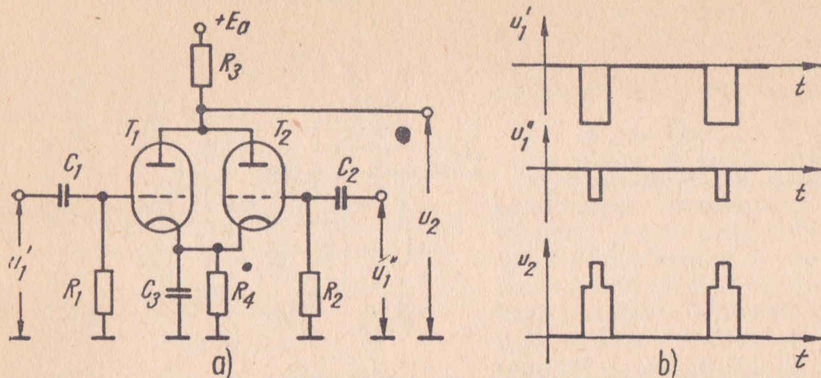


Fig. 6.69. Circuit de amestec aditiv.

Pentru amestecul aditiv corect, tuburile trebuie să funcţioneze în regim clasă A. Această funcţionare se asigură cu ajutorul unei negativări automate obţinută cu grupul C_3R_4 din circuitul catodic comun.

b. **Circuite de amestec multiplicativ.** Amestecul multiplicativ a două semnale, amestec în care semnalul de ieşire este proporţional cu produsul semnalelor de intrare, se obţine cu ajutorul unui tub cu mai multe grile: hexodă, heptodă, octodă sau pentodă. Semnalele care trebuie amestecate se aplică separat pe grile de comandă diferite ale tubului (fig. 6. 70,*a*).

Funcţionarea circuitului se bazează pe modificarea pantei tubului de către semnalul aplicat pe grila a treia. Dacă tensiunea grilei a treia este apropiată de 0 (fig. 6. 70,*b*), panta tubului fiind ridicată, semnalele aplicate pe grila 1-a sînt amplificate mult şi la ieşire apar cu amplitudine mare. Dacă negativarea grilei a 3-a creşte, panta tubului scade şi la ieşire impulsurile au amplitudine mai mică.

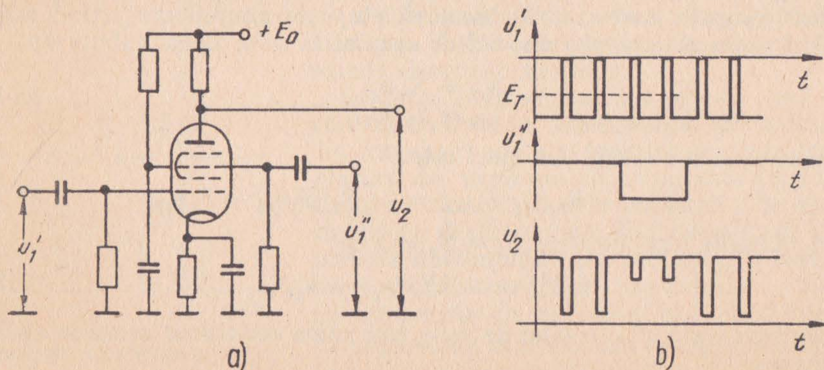


Fig. 6.70. Circuit de amestec multiplicativ.

c. **Circuitele de amestec cu diode.** Acestea sînt extrem de simple și robuste, de aceea sînt preferate în multe aplicații.

În figura 6. 71,*a* este arătată schema unui circuit pentru amestecul a două semnale, pozitive față de masă. Cele două diode separă intrările, în așa fel încît la ieșire se obține totdeauna semnalul pozitiv care are valoarea cea mai mare în acel moment. Aceasta se explică prin aceea că pe cînd dioda corespunzătoare semnalului maxim conduce, cealaltă diodă se blochează.

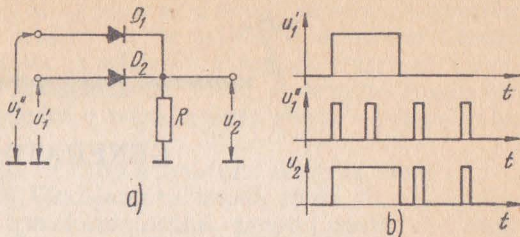


Fig. 6.71. Circuit SAU.

Acest circuit se numește circuit SAU, pentru că semnalul de ieșire apare atunci cînd pe oricare intrare se aplică semnal.

Există și un alt tip de circuit de amestec, care produce semnal la ieșire numai dacă la toate intrările lui se aplică simultan semnale. Deoarece semnal de ieșire există numai atunci cînd și la o intrare și la alta se aplică impuls, circuitul se numește circuit ȘI sau circuit de coincidență. Dacă circuitul SAU produce un semnal de ieșire egal cu tensiunea maximă a semnalelor de intrare, la ieșirea circuitului ȘI semnalul este egal cu valoarea semnalului minim de la intrare.

Cele două diode ale circuitului ȘI cu două intrări din figura 6. 72,*a* conduc atunci cînd nu se aplică semnal de intrare, datorită sursei de polarizare E. Dacă se aplică un impuls pozitiv pe una din intrări, dioda corespunzătoare se polarizează invers și se blochează. La ieșire tensiunea se menține egală cu zero (la fel ca la limitatorul cu diodă derivație), deoarece cealaltă diodă șuntează rezistența *R*. Aplicînd impulsuri simultan pe ambele intrări, se blochează cele două diode și tensiunea de ieșire ia valoarea amplitudinii semnalului cel mai mic. În figura 6. 72,*b* este ilustrată funcționarea circuitului ȘI.

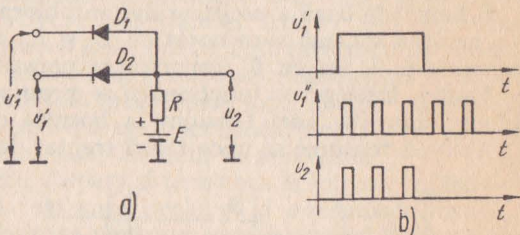


Fig. 6.72. Circuit ȘI (circuit de coincidență).

CAPITOLUL

7

GENERATOARE DE IMPULSURI

A. OSCILATORUL AUTOBLOCAT

Oscilatorul autoblocat este un generator de tensiune nesinusoidală, larg utilizat în tehnica impulsurilor şi în particular, în televiziune. Cu ajutorul lui se pot genera impulsuri de durată foarte mică 0,05—25 μs, avînd coeficienţi de umplere reduşi.

Oscilatorul autoblocat are schema întîlnită şi la oscilatorul sinusoidal cu reacţie prin inductanţă mutuală. Reacţia pozitivă este asigurată de un transformator de cuplaj între anodul şi grila tubului. Cu toată asemănarea cu oscilatorul sinusoidal, datorită alegerii diferite a parametrilor circuitului, funcţionarea oscilatorului autoblocat este complet diferită. Regimul de oscilaţii nesinusoidale este asigurat printr-un cuplaj foarte strîns între circuitele de anod şi de grilă ale oscilatorului. Transformatorul de cuplaj are un raport de transformare de 1:1—1:5, ceea ce asigură o reacţie pozitivă puternică. De asemenea, diferă şi valoarea constantei de timp a circuitului de grilă, care se alege mai mare decît la oscilatorul sinusoidal.

Schema de bază a oscilatorului autoblocat este prezentată în figura 7. 1, *a*. În această schemă s-au notat cu L_1 şi L_2 inductanţele primarului, respectiv secundarului, iar cu C_2 capacitatea parazită a transformatorului.

Pentru înţelegerea funcţionării se presupune pentru început că tubul este blocat datorită unei tensiuni la bornele condensatorului C_1.

Această tensiune se micşorează treptat datorită descărcării condensatorului C_1 prin rezistenţa R_1, în paralel cu el. Cînd tensiunea de grilă devine insuficientă pentru a menţine tubul blocat, curentul anodic începe să crească, parcurgînd înfăşurarea L_1 a transformatorului. Acest curent crescător produce un flux magnetic, de asemenea crescător, care induce o tensiune în înfăşurarea secundară L_2. Cuplajul dintre aceste înfăşurări este astfel stabilit încît la creşterea curentului anodic în înfăşurarea L_2 se induce o tensiune care po-

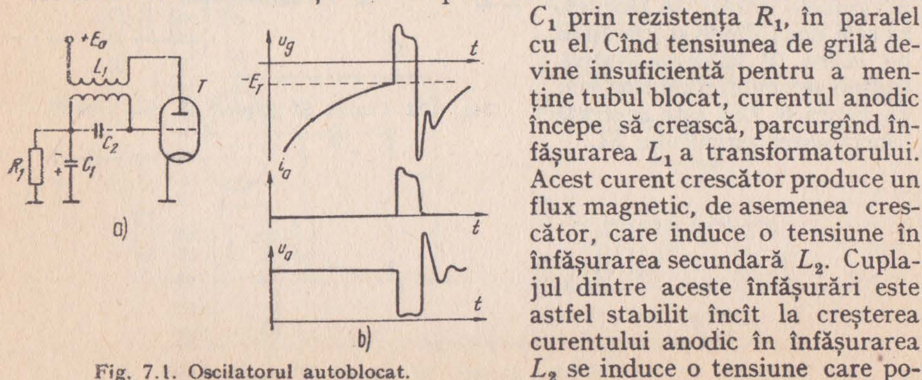


Fig. 7.1. Oscilatorul autoblocat.

zitivează grila în raport cu catodul, producînd o nouă creştere a curentului anodic. În felul acesta are loc o creştere foarte rapidă a curentului anodic, proces care se numeşte în mod curent „avalanşă". Viteza de creştere a curentului determină durata frontului impulsului de curent și depinde în cea mai mare măsură de inductanța de scăpări a transformatorului și de capacitatea parazită C_2.

După acest front rapid, variația în timp a tensiunii de grilă devine lentă și se formează un palier (fig. 7. 1,*b*). Cînd curentul anodic tinde către saturație, tensiunea indusă în secundarul transformatorului, proporțională cu viteza de variație a curentului anodic, începe să scadă și, la un moment dat, se anulează chiar. În afară de aceasta, cînd grila devine pozitivă în raport cu catodul, curentul de grilă micșorează impedanța de intrare a grilei, făcînd-o de ordinul sutelor de ohmi. Curentul intens de grilă parcurge înfășurarea L_2 a transformatorului și dă naștere la o cădere de tensiune la bornele înfăşurării L_1, reducînd tensiunea anodică. Datorită scăderii tensiunii anodice se micşorează şi panta tubului în raport cu valoarea sa normală. În felul acesta se stabileşte un echilibru temporar, labil, în care tensiunea de grilă se menține pozitivă, iar curentul anodic, maxim.

Dacă circuitul acordat format de inductanța de scăpări și capacitatea parazită a transformatorului are un factor de calitate ridicat, el este excitat prin şoc de frontul anterior al impulsului de curent anodic. Oscilațiile produse se suprapun peste palierul impulsului; la o amortizare suficientă a circuitului de grilă, aceste oscilații devin neglijabile.

Starea de echilibru instabil se strică după un timp determinat de transformator și de capacitatea C_1. În timpul impulsului de curent anodic, curentul de grilă încarcă rapid condensatorul C_1 la o tensiune ce depinde de valoarea condensatorului. Această tensiune este cu atît mai mare cu cît e mai mică capacitatea condensatorului. Tensiunea condensatorului, cu polaritatea indicată pe schemă, tinde să negativeze grila tubului. Atunci cînd condensatorul s-a încărcat suficient, pozitivarea grilei scade, fapt care produce micşorarea curentului anodic în sensul scăderii lui și la bornele înfăşurării L_2 apare o tensiune, al cărei pol negativ este îndreptat înspre grilă și care micșorează în continuare curentul anodic. Apare o a doua avalanşă, de data aceasta în sensul micşorării curentului anodic, care, în final, se anulează.

După anularea curentului anodic, dispare și tensiunea la bornele înfăşurării L_2 și pe grila tubului se aplică tensiunea negativă a condensatorului C_1. Această tensiune este suficient de mare pentru a menține tubul blocat o perioadă de timp T, necesară condensatorului să se descarce pînă la tensiunea de tăiere a curentului anodic. Acest timp este determinat de legea de scădere exponențială a tensiunii la bornele condensatorului C_1:

$$T = C_1 R_1 \ln \frac{E_c}{E_T}, \tag{7. 1}$$

în care E_c este tensiunea maximă la bornele condensatorului C_1, iar E_T este negativarea de tăiere. Tensiunea E_c este egală cu:

$$E_c \simeq n\, E_a, \tag{7. 2}$$

unde n este raportul de transformare a transformatorului, iar E_a tensiunea de alimentare anodică.

La sfîrşitul avalanşei care blochează tubul oscilator, negativarea pe grilă este mai mare decît tensiunea condensatorului. Aceasta se explică prin aceea

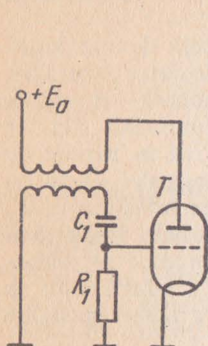


Fig. 7.2. Schema oscilatorului autoblocat cu rezistenţa de grilă în derivaţie cu tubul.

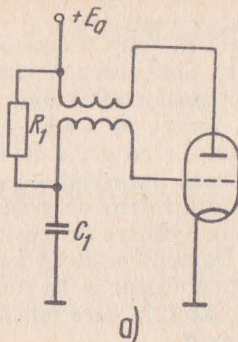


Fig. 7.3. Oscilatorul autoblocat cu rezistenţa de grilă conectată la tensiunea anodică:

a — schema circuitului; *b* — forma tensiunii de grilă.

că saltul de curent anodic produce oscilaţii parazite în circuitul format de inductanţa de scăpări şi capacitatea parazită a transformatorului. Deoarece atît curentul anodic cît şi cel de grilă sînt blocaţi în acest moment, amortizarea acestor oscilaţii este mai slabă decît a oscilaţiilor care urmează frontului anterior.

Pe baza schemei fundamentale a oscilatorului autoblocat au fost elaborate o serie de variante.

Astfel se utilizează adesea circuitul în care rezistenţa R_1 este în derivaţie cu grila şi nu cu condensatorul C_1 (fig. 7. 2). De asemenea, rezistenţa de grilă R_1 se poate conecta la tensiunea de alimentare anodică (fig. 7. 3,*a*). Această conectare îmbunătăţeşte stabilitatea duratei cît tubul este blocat. Într-adevăr prin conectarea rezistenţei la condensatorul C_1 tensiunea anodică nu mai tinde către zero, ci către $+E_a$. În acest fel, scăderea tensiunii condensatorului în jurul valorii de tăiere se face mai rapid, şi variaţiile tensiunii de tăiere (datorate variaţiei tensiunii de reţea, îmbătrînirii sau schimbării tubului) au efect mai redus asupra momentului apariţiei curentului anodic.

Dacă rezistenţa de grilă R_1 se conectează la o sursă de tensiune negativă E_g mai mare decît negativarea de tăiere E_T, tubul nu se poate debloca singur (fig. 7. 4). După producerea unui impuls, tensiunea de grilă devine puternic negativă, apoi, pe măsura descărcării condensatorului C_1, scade exponenţial pînă la $-E_g$. Oscilatorul rămîne în această stare atîta timp cît nu primeşte un impuls exterior de comandă. Dacă impulsul exterior de polaritate pozitivă are amplitudinea mai mare decît diferenţa de tensiune $E_g - E_T$, la aplicarea

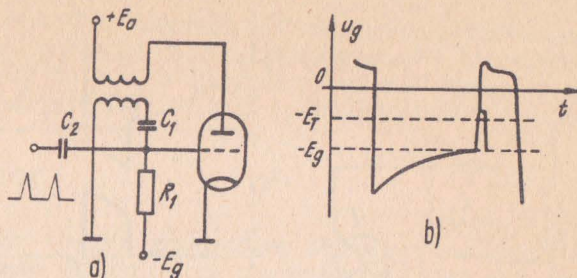


Fig. 7.4. Sincronizarea oscilatorului autoblocat:

a — schema circuitului; *b* — forma tensiunii de grilă.

lui pe grilă prin condensatorul C_2 apare un curent anodic, care inițiază generarea unui impuls. Constanta de timp R_1C_1 a circuitului de grilă se ia mică, pentru ca în intervalul dintre două impulsuri de comandă tensiunea grilei să atingă valoarea $-E_g$. În caz contrar, sînt necesare impulsuri de comandă de amplitudine mai mare.

În afara cuplajului prin transformator între anod și grilă, oscilatoarele autoblocate se pot realiza și cu reacție pozitivă între catod și grilă, și rar, între anod și catod (fig. 7. 5). Ultima schemă se utilizează atunci cînd este necesară generarea unor impulsuri puternice de curent, tensiunea anod-catod a tubului putînd fi mai mare decît tensiunea sursei de alimentare anodică.

Reglajul frecvenței oscilatorului autoblocat se face prin modificarea perioadei de blocare a tubului. Perioada de blocare depinde în special de curentul de descărcare a condensatorului C_1, valoarea condensatorului C_1, a rezistenței R_1 și a tensiunii la care este conectat capătul rezistenței R_1. Deoarece reglajul capacității este dificil (C_1 are valoare de peste **1000** pF) cel mai des se recurge la înlocuirea rezistenței R_1 cu un potențiometru. Alteori, frecvența se reglează prin conectarea unei rezistențe fixe de grilă la o tensiune pozitivă variabilă.

Oscilatorul autoblocat poate fi realizat și cu un tranzistor, după o schemă ca în figura 7. 6. Funcționarea montajului este următoarea: la aplicarea tensiunii de alimentare condensatorul C_1, inițial descărcat se încarcă lent, prin rezistența R_1. La o ușoară negativare a bazei în raport cu emitorul, tranzistorul se deschide și apare un curent de colector. Variația curentului de colector determină apariția la bornele bobinei L_2 a transformatorului a

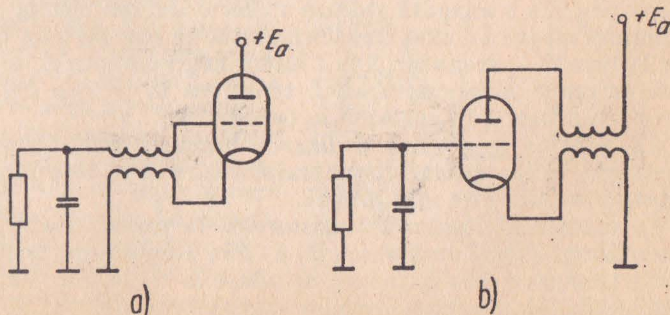


Fig. 7.5. Diferite moduri de obținere a reacției pozitive:

a — reacția grilă-catod; *b* — reacția anod-catod.

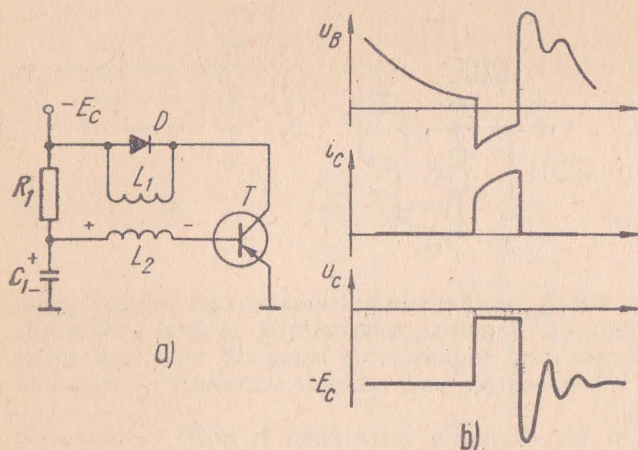


Fig. 7.6. Oscilatorul autoblocat cu tranzistor:
a — schema circuitului; *b* — forme de tensiune şi curent în circuit.

unei tensiuni cu polaritatea indicată în figură, care provoacă creşterea curentului de colector. Are loc astfel un proces de creştere rapidă a curentului de colector. În acest timp, curentul de bază închizîndu-se prin condensatorul C_1, îl încarcă. La un moment dat creşterea curentului de colector devine lentă şi se menţine astfel un timp, după care se produce procesul de avalanşă în sensul tăierii curentului de colector. După aceasta tensiunea bazei este menţinută pozitivă de sarcina electrică acumulată în condensatorul C_1. Condensatorul descărcîndu-se prin rezistenţa R_1, tensiunea de bază tinde exponenţial către $-E_c$, dar nu atinge această valoare, deoarece în jurul tensiunii zero tranzistorul se deschide şi se generează un nou impuls.

Limitarea amplitudinii impulsului de curent de colector se poate produce în două feluri. Limitarea poate avea loc datorită saturaţiei tranzistorului. În acest caz în serie cu înfăşurarea L_1 trebuie conectată o rezistenţă, care dacă lipseşte, rezistenţa înfăşurării transformatorului fiind mică, amplitudinea curentului de colector devine prea mare. De asemenea, amplitudinea impulsului de curent poate fi delimitată de saturaţia miezului transformatorului de cuplaj. La o anumită valoare a curentului de colector se produce saturaţia miezului magnetic, cînd transformatorul nu mai permite transmiterea energiei de la primar la secundar. Dacă intensitatea curentului de colector trece peste cea corespunzătoare saturaţiei, tensiunea la bornele înfăşurării L_2 nu mai creşte şi procesul în avalanşă se opreşte.

În general se preferă utilizarea limitării prin saturaţia tranzistorului, deoarece realizarea transformatoarelor care să se satureze la curenţi de intensitate prescrisă este mai dificilă.

În momentul blocării tranzistorului în transformator se produc oscilaţii amortizate. Prima semiperioadă, a cărei amplitudine poate fi chiar mai mare decît tensiunea de alimentare, se aduce la tensiunea $-E_c$ (fig. 7. 6,*b*). Datorită oscilaţiei transformatorului tranzistorul trebuie să suporte o tensiune

emitor-colector maximă de peste 2 ori mai mare decît tensiunea de alimentare. Pentru a suprima oscilațiile, în paralel cu înfășurarea primară a transformatorului se conectează o diodă D, care se deschide atunci cînd tensiunea pe colector tinde să devină mai negativă decît tensiunea de alimentare de colector.

B. CIRCUITE BASCULANTE

Circuitele basculante sînt circuite generatoare de impulsuri, compuse dintr-un amplificator cu cuplaj RC cu reacție pozitivă foarte puternică, care pot să fie fără vreo stare stabilă, pot avea o stare stabilă sau două stări stabile. Circuitele basculante fără stare stabilă se numesc *circuite basculante astabile* sau *multivibratoare* și se utilizează ca generatoare de impulsuri dreptunghiulare. Circuitele cu o stare stabilă se numesc *circuite basculante monostabile*. Ele funcționează numai pe baza unor comenzi exterioare, generînd un singur impuls la fiecare impuls de comandă. Circuitele basculante bistabile au două stări stabile, de aceea ele necesită o comandă prin două serii de impulsuri exterioare.

1. CIRCUITE BASCULANTE ASTABILE

Schema de principiu a unui multivibrator cu cuplaj anodic se prezintă în figura 7. 7. El constă dintr-un amplificator cu două etaje cu cuplaj prin rezistență și capacitatea conectate într-o buclă închisă.

Pentru a urmări modul de funcționare se presupune pentru început că cele două tuburi sînt încălzite, dar nu li s-a aplicat tensiunea anodică. În momentul conectării tensiunii de alimentare anodică se stabilesc doi curenți anodici intenși (negativările celor două grile lipsesc). Din cauza reacției pozitive puternice, această stare nu poate dura. La cea mai mică variație întîmplătoare a unuia dintre curenții anodici, starea de echilibru se strică. Dacă, de exemplu, curentul tubului T_1 scade puțin, atunci crește tensiunea anodică u_{a1}. Prin condensatorul de cuplaj C_1 se transmite această creștere a tensiunii, mărind curentul anodic i_{a2}. Creșterea curentului i_{a2} este însoțită de scăderea tensiunii u_{a2}, scădere care se transmite pe grila tubului T_1 mărindu-i negativarea. Prin creșterea negativării, se micșorează în continuare curentul anodic i_{a1} și procesul se repetă foarte rapid. Scăderea în avalanșă a curentului i_{a1} se oprește o dată cu anularea lui. În acest moment pe grila tubului T_1 apare o negativare mai mare decît cea corespunzătoare tăierii curentului anodic (fig. 7.8). În schimb, tensiunea pe grila tubului T_2 este ușor pozitivă, datorită curentului de grilă care încarcă condensatorul C_1 la o tensiune aproximativ egală cu tensiunea de alimentare E_a.

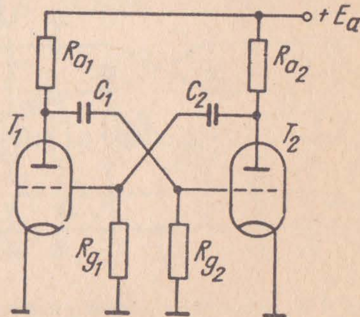


Fig. 7.7. Schema multivibratorului cu cuplaj anodic.

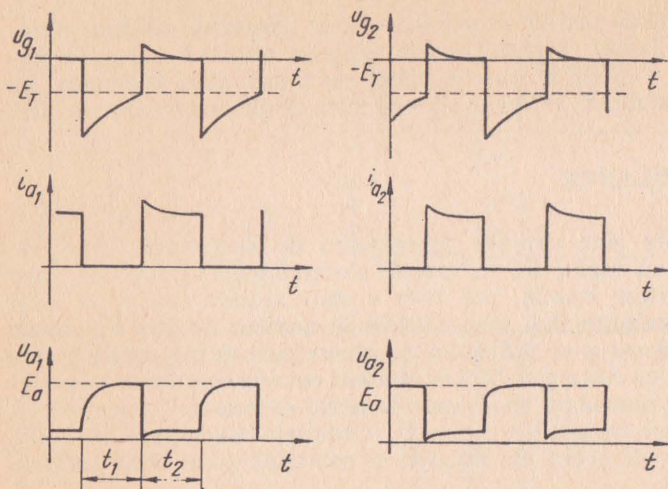


Fig. 7.8. Formele de impuls din diferite puncte ale multivibratorului.

Condensatorul C_1 se descarcă după o lege exponențială și după un anumit interval de timp, tensiunea U_{g1} devine egală cu negativarea de tăiere. Apare un mic curent anodic la tubul T_1 care dă naștere la un proces în avalanșă, în sens invers. În cele din urmă se taie curentul anodic din nou, deoarece de pe anodul tubului T_1 se transmite un salt negativ de tensiune, salt de mărime egală cu diferența dintre tensiunea de alimentare și tensiunea minimă pe anod, atunci cînd tubul conduce cu tensiune $U_{g1} \simeq 0$. Acum se încarcă rapid condensatorul C_2 prin curenți de grilă și se descarcă lent condensatorul C_1. La scăderea negativării grilei T_2, curentul anodic i_{a2} începe să crească și procesul se repetă.

În felul acesta au loc basculări foarte rapide prin care se blochează alternativ cele două tuburi. Funcționarea multivibratorului se poate urmări foarte ușor cu ajutorul circuitului echivalent din figura 7.9. În acest circuit, fiecare tub a fost înlocuit cu două perechi de rezistențe și întrerupătoare. Deoarece în stările cvasistabile tuburile conduc puternic sau sînt complet blocate, circuitul echivalent anodic constă din rezistența internă R_i a tubului în conducție, în serie cu un întrerupător. Același tip de circuit reproduce și funcțiunea grilei, care la tensiuni de grilă pozitive conduce avînd o rezistență de conducție notată cu R_{ig}.

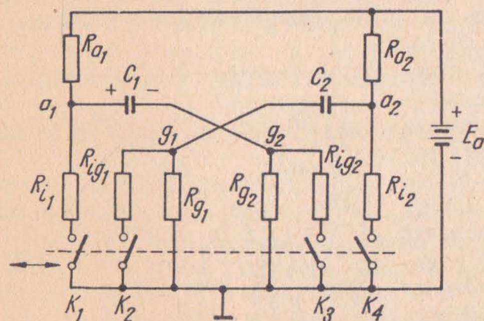


Fig. 7.9. Schema echivalentă a multivibratorului.

Bascularea montajului, în schema din figura 7. 9, se reproduce prin comutarea celor patru întrerupătoare. De exemplu, cînd conduce tubul T_2, sînt închise întrerupătoarele K_3 și K_4, iar K_1 și K_2 sînt deschise (T_1 este blocat). Se observă că intervalele de timp dintre basculări sînt determinate de încărcările și descărcările condensatoarelor de cuplaj C_1.

Se presupune în continuare că tubul T_1 este blocat. În acest caz, condensatorul C_1 se încarcă de la sursa de tensiune anodică E_a prin rezistențele R_{a1} în serie cu grupul R_{g2} și R_{ig2}. În general rezistența de conducție a grilei este cu mult mai mică decît rezistența R_g, astfel că rezultanta rezistențelor R_g și R_{ig} se poate aproxima cu R_{ig}.

Constanta de timp a încărcării condensatorului de grilă este deci:

$$\tau_i \simeq C_1 (R_{a1} + R_{ig2}) \qquad (7.3)$$

După trecerea unui interval de timp de 3—5 ori mai mare decît τ_i condensatorul C_1 se încarcă la mărimea tensiunii aplicate, la E_a.

Impulsurile generate în anodul unuia dintre tuburile multivibratorului trebuie să aibă o formă cît mai apropiată de forma impulsurilor ideale. Încărcarea condensatorului de grilă înrăutățește frontul pozitiv al impulsurilor, deoarece nu permite ca după blocarea tubului T_1, tensiunea punctului a_1 să crească brusc la mărimea tensiunii de alimentare.

După încărcarea condensatorului C_1, la un moment dat se produce bascularea, ceea ce echivalează cu închiderea întrerupătoarelor K_1 și K_2 și deschiderea K_3 și K_4. Datorită intrării în circuit a rezistenței interne R_{i1}, tensiunea punctului a_1 face un salt negativ, coborînd la valoarea $U_{a\,min}$ determinată de rezistențele R_{a1} și R_{i1}. Saltul de tensiune, egal cu $E_a - U_{a\,min}$ se transmite pe grila tubului T_2, negativînd-o. După momentul saltului condensatorul C_1 începe să se descarce, de data aceasta prin rezistența R_{g2} și prin rezistențele R_{a1} și R_{i1} conectate în paralel. Deoarece însă R_{g2} este mai mare decît rezultanta rezistențelor R_{a1} și R_{i1}, constanta de timp de descărcare este cu aproximație:

$$\tau_d \simeq C_1 R_{g2}. \qquad (7.4)$$

Descărcarea durează pînă ce tensiunea pe grilă atinge negativarea de tăiere $-E_T$. Se știe că descărcarea unui condensator printr-o rezistență se face după legea:

$$u = U_{max}\, e^{-\frac{t}{\tau}},$$

lege care determină intervalul de timp t_2 în care se descarcă condensatorul C_1 pînă la atingerea negativării de tăiere.

$$-E_T = -(E_a - U_{a\,min})\, e^{-\frac{t_2}{\tau_d}}. \qquad (7.5)$$

Logaritmînd, rezultă timpul cît se menține blocat tubul T_2:

$$t_2 = \tau_d \ln \frac{E_a - U_{a\,min}}{E_T} = C_1 R_{g2} \ln \frac{E_a - U_{a\,min}}{E_T}, \qquad (7.6)$$

Aceleași raționamente se pot face și pentru circuitul condensatorului C_2 și va rezulta intervalul de blocare a tubului T_1. Presupunînd că cele două tuburi sînt identice și că au aceeași rezistență de sarcină anodică, perioada de repetiție a impulsurilor generate de multivibrator este:

$$T = t_1 + t_2 \simeq (C_1 R_{g2} + C_2 R_{g1}) \ln \frac{E_a - U_{a\,min}}{E_T}. \quad (7.7)$$

În cazul multivibratorului simetric (cînd circuitele celor două tuburi sînt identice):

$$T \simeq 2\, C R_g \ln \frac{E_a - U_{a\,min}}{E_T}. \quad (7.7,a)$$

Comparînd relațiile (7. 3) și (7. 6), rezultă că pentru a avea impulsuri cu fronturi bune, la o perioadă de repetiție dată, trebuie ca rezistența de sarcină anodică să fie cît mai mică în comparație cu rezistența de grilă. Dacă se ia R_g mare, C poate fi mai mic și scade constanta de încărcare.

În formele de semnale din figura 7. 8 se constată că în momentul deschiderii tuburilor, curentul anodic are un maxim (care în limbaj curent se numește „cioc"). Acest maxim este produs de curentul de încărcare a condensatorului de grilă, care, în momentul basculării fiind maxim, pozitivează grila. Acest cioc este cu atît mai pronunțat cu cît rezistența de conducție a grilei este mai mare în raport cu rezistența de sarcină anodică. De aceea, prin micșorarea rezistenței de sarcină se îmbunătățesc fronturile pozitive ale impulsurilor de tensiune anodică, în schimb se deformează palierele lor.

Reglajul frecvenței multivibratorului, fără schimbarea factorului de umplere, se poate face cu ajutorul unui potențiometru dublu. Secțiunile sale se conectează în locul rezistențelor de grilă (fig. 7. 10). Acest reglaj este incomod pentru că necesită un potențiometru dublu și practic nu se poate utiliza atunci cînd multivibratorul este nesimetric, pentru că ar necesita un potențiometru cu două secțiuni diferite. De aceea se preferă modificarea perioadei

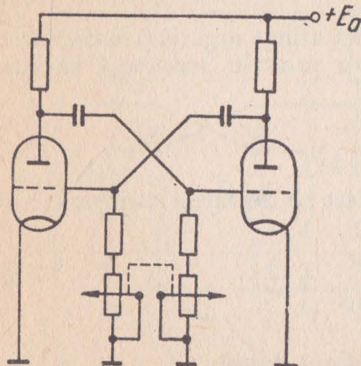


Fig. 7.10. Reglajul frecvenței cu potențiometru dublu.

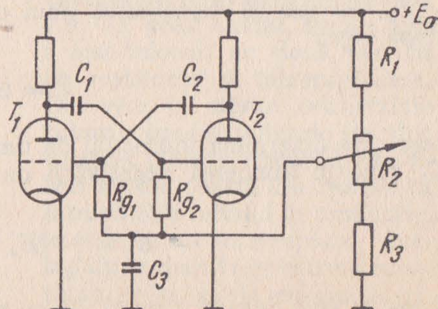


Fig. 7.11. Reglajul frecvenței cu tensiunea de polarizare a grilelor.

prin schimbarea tensiunii de polarizare a grilelor (fig. 7. 11). Cu ajutorul unui divizor potențiometric la capetele rezistențelor de grilă se aduce o tensiune pozitivă reglabilă. Această tensiune reprezintă valoarea finală către care tinde tensiunea de grilă, modificînd mărimea logaritmului din relația (7. 7). În serie cu potențiometrul R_2 se conectează două rezistențe R_1 și R_3, cu care se ajustează limitele între care variază perioada. Condensatorul C_3 are rolul de a elimina reacția parazită care ar putea lua naștere între cele două grile, prin rezistențele R_{g1} și R_{g2} al căror punct comun nu este conectat la masă.

În practică se utilizează des și multivibratorul la care rezistențele de grilă sînt conectate la tensiunea de alimentare anodică. Această conectare asigură o stabilitate de frecvență mai ridicată, deoarece tensiunea de grilă, tinzînd către $+E_a$ și nu către 0, trece mai rapid prin zona negativării de tăiere.

Un alt multivibrator mult utilizat în practică este multivibratorul cu cuplaj catodic, numit astfel deoarece pe lîngă un cuplaj anod-grilă obișnuit, reacția pozitivă este realizată printr-o legătură între catozii celor două tuburi (fig. 7. 12).

La punerea în funcțiune, ambele tuburi încep să conducă și tensiunile anozilor scad sub valoarea tensiunii de alimentare. Această situație nu poate însă dura, deoarece datorită legăturii de reacție pozitivă între cele două tuburi, creșterea curentului anodic al tubului T_1 produce scăderea curentului tubului T_2.

Într-adevăr, o mică scădere a tensiunii anodice a tubului T_1 se transmite prin condensatorul C la grila tubului T_2, determinînd scăderea curentului anodic al acestuia. Scăderea curentului anodic i_{a2} micșorează căderea de tensiune pe rezistența comună din catod R_c și determină o conducție mai puternică a tubului T_1 a cărui negativare scade. Ca urmare a creșterii curentului i_{a1}, tensiunea anodică a tubului T_1 scade și pe grila tubului T_2 se aplică o nouă variație în sens negativ a tensiunii. Rezultatul acestui proces în avalanșă este că tubul T_2 se blochează, iar tubul T_1 conduce foarte puternic. În această situație condensatorul C_1 inițial încărcat la o tensiune mai mare decît tensiunea anodică $U_{a\ min}$ de după basculare se descarcă prin circuitul format de rezistența R_{g2} în serie cu rezultanta grupului format din R_{a1} în paralel cu $R_{i1} + R_c$. Curentul de descărcare stabilește inițial o valoare mare a negativării tubului T_2, care rămîne blocat atît timp cît negativarea nu scade pînă la tensiunea de tăiere a curentului anodic. În momentul în care apare un curent anodic la tubul T_2, acest curent trecînd prin rezistența R_c produce o creștere a negativării tubului T_1, scade curentul anodic i_{a1} și crește tensiunea u_{a1}. Creșterea tensiunii anodice se transmite prin condensatorul C pe grila tubului T_2, a cărui tensiune în scurt timp ajunge pozitivă. Prin curenții de grilă care apar, condensatorul C se în-

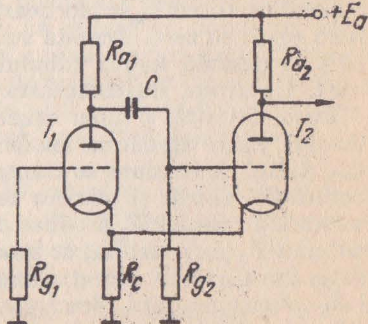


Fig. 7 12. Schema multivibratorului cu cuplaj catodic.

carcă foarte rapid la o tensiune care tinde către valoarea E_a, iar curentul anodic intens al tubului T_2 produce o cădere de tensiune la bornele rezistenței R_c atît de mare încît se blochează tubul T_1.

Pe măsura încărcării condensatorului C, curentul de grilă scade pînă ce se anulează. În acest moment, între grila tubului T_2 și masă există o tensiune pozitivă, egală cu tensiunea la bornele rezistenței R_c. După încetarea curentului de grilă această tensiune continuă să scadă, prin încărcarea lentă a condensatorului C prin rezistența de grilă R_{g2}. O dată cu scăderea tensiunii de grilă scade și curentul anodic i_{a2}, pînă ce, la un moment dat, căderea de tensiune la bornele rezistenței R_c nu mai este suficientă pentru menținerea în stare blocată a tubului T_1. În acest moment apare un curent anodic i_{a1}, cu care se repetă ciclul de funcționare descris.

Multivibratorul cu cuplaj catodic are două avantaje principale. Unul este acela că cuplajul făcîndu-se prin circuitul catodic, rămîne nefolosit unul din circuitele anodice. Conectînd etajul în care se utilizează impulsurile generate, în anodul liber, impedanța de intrare a acestui etaj va influența foarte puțin asupra reacției pozitive, deci asupra parametrilor impulsurilor generate. Al doilea avantaj este stabilitatea frecvenței impulsurilor în raport cu variațiile tensiunii de alimentare, mai bună decît la multivibratorul cu cuplaj anodic. Îmbunătățirea se explică prin aceea că duratele celor două stări cvasistabile sînt determinate de încărcarea și descărcarea aceluiași condensator și modificările survenite în funcționare măresc durata unui impuls și micșorează pe a celuilalt. În același timp stabilitatea coeficientului de umplere este mai slabă decît la multivibratorul cu cuplaj anodic.

2. CIRCUITE BASCULANTE MONOSTABILE ŞI BISTABILE

Forma fundamentală din figura 7. 7 a circuitului basculant cu cuplaj anodic se poate transforma ușor din regim de funcționare astabil în regim monostabil. Pentru aceasta, una dintre rezistențele de grilă se deconectează la masă și în serie cu ea se introduce o sursă de negativare cu tensiunea mai mare decît valoarea negativării de tăiere (fig. 7. 13). La conectarea tensiunilor de alimentare tubul T_2 se blochează, iar T_1 conduce puternic, negativarea acestuia fiind egală cu zero. Această stare se poate menține timp oricît de îndelungat, nefiind posibilă ieșirea tubului T_2 din blocare fără vreo intervenție exterioară. De aceea, starea aceasta se numește stare stabilă.

Dacă datorită vreunei cauze exterioare montajului, tubul T_2 este puțin deschis, apare un curent anodic i_{a2}, care produce micșorarea tensiunii anodice u_{a2}. Saltul de tensiune se transmite pe grila tubului T_1, producînd micșorarea curentului anodic și mărirea tensiunii anodice a acestuia. Creșterea tensiunii anodice a tubului T_1 produce o micșorare în continuare a negativării pe grila tubului T_2 și ca rezultat se produce bascularea montajului, tensiunea condensatorului C_2 tăind curentul anodic al tubului T_1. Această stare este cvasistabilă, deoarece după descărcarea condensatorului C_2, sistemul basculează din nou, blocîndu-se la loc tubul T_2. În figura 7.14 s-a reprezentat variația tensiunii pe grila tubului T_2, celelalte tensiuni fiind identice cu cele din figura

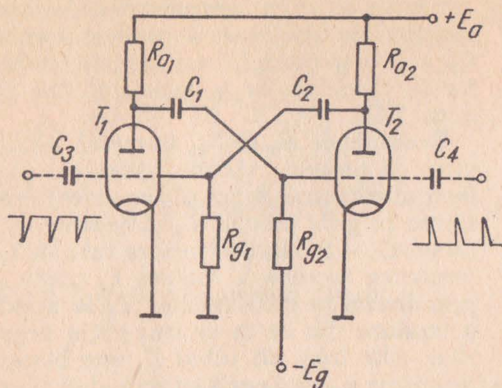


Fig. 7.13. Schema circuitului basculant monostabil cu cuplaj anodic.

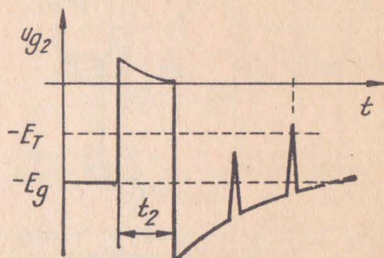


Fig. 7.14. Forma tensiunii de grilă.

7. 8. În intervalul de timp t_2 cît conduce tubul T_2, condensatorul C_1 se încarcă, întocmai ca la circuitul astabil, de aceea după blocarea tubului T_2 tensiunea pe grila lui devine cu mult mai negativă decît tensiunea de polarizare $-E_g$. Această negativare scade însă, pe măsura descărcării condensatorului C_1, pînă la $-E_g$, unde se stabilizează pînă la apariția unei noi excitații exterioare.

În felul acesta circuitul generează un impuls dreptunghiular, la primirea fiecărei excitații exterioare, impuls a cărui durată este determinată de constanta de timp a circuitului C_2R_{g1}.

Excitația exterioară se prezintă sub forma unui impuls ascuțit, obținut de regulă prin derivarea unui impuls dreptunghiular. Acest impuls se numește impuls de declanșare pentru că declanșează o basculare. Montajul din figura 7. 13 poate fi declanșat atît cu impulsuri pozitive cît și cu impulsuri negative.

Dacă impulsurile de declanșare sînt negative, ele se aplică pe grila tubului T_1. Acest tub se comportă ca un amplificator care inversează polaritatea impulsurilor și le aplică pe grila tubului T_2 cu polaritate pozitivă, producînd deschiderea acestuia. Dacă declanșarea trebuie să se facă cu impulsuri pozitive, acestea se aplică pe grila tubului T_2. În ambele cazuri impulsurile de declanșare se conectează la grile prin cîte un condensator de capacitate mică care, pe de o parte, face chiar derivarea, pe de altă parte, se încarcă și descarcă ușor în timpul basculărilor și nu modifică prea mult funcționarea circuitului.

Circuitul basculant monostabil din figura 7.13 este greu de declanșat dacă impulsurile de declanșare sosesc înainte de a se fi descărcat condensatorul C_1, atunci cînd tensiunea U_{g2} este încă puternic negativă. Declanșarea are loc numai dacă impulsurile exterioare, suprapuse peste tensiunea de grilă din acel moment, dau o negativare mai mică decît $-E_T$. De aceea în timpul cît condensatorul C_1 nu s-a descărcat, declanșarea se poate face numai cu impulsuri de amplitudine mare.

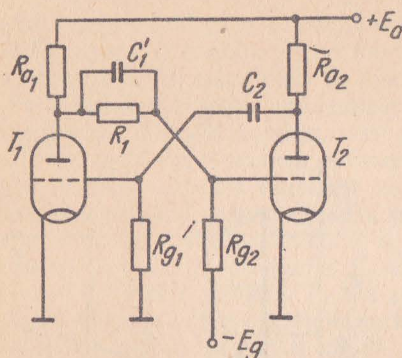


Fig. 7.15. Circuit basculant monostabil cu cuplaj prin rezistențe.

Pentru a evita neajunsurile datorite timpului de descărcare a condensatorului C_1, acesta se poate înlocui printr-o rezistență, ajungîndu-se la montajul din figura 7.15.

Rezistențele R_1 și R_{g2} formează un divizor de tensiune rezistiv astfel calculat încît atunci cînd tubul T_1 conduce, tensiunea pe grila tubului T_2 să fie mai negativă decît $-E_T$. La declanșarea tubului T_2, tensiunea anodică a tubului T_1 crește și prin divizor pe grila tubului T_2 se aplică o tensiune din ce în ce mai puțin negativă. Atît timp cît tubul T_1 este blocat, tensiunea u_{g2} este egală cu zero, deci tubul T_2 conduce intens. După descărcarea condensatorului C_2 se produce bascularea în sens invers și tubul T_2 se blochează, tensiunea de grilă a acestuia luînd de la început valoarea staționară.

Fronturile impulsurilor generate cu acest montaj au durate mai mari decît la circuitul din figura 7.13. Aceasta se explică prin încărcarea mai lentă a capacității parazite de intrare a tubului T_2 prin curentul care trece prin rezistențele divizorului R_1R_{g2}. Încărcarea capacității parazite se poate accelera dacă în paralel cu rezistența R_1 se conectează un condensator C_1' cu capacitatea de cîțiva zeci de pF, numit *condensator de accelerare*, care în momentul basculării debitează un curent suficient de mare ca să încarce brusc capacitatea parazită.

Multivibratorul din figura 7. 12 se poate și el transforma în circuit basculant monostabil. Dacă rezistența R_{g2} se conectează la catod (fig. 7 . 16) și căderea de tensiune de pe rezistența R_c, corespunzătoare conducției tubului T_2 cu tensiunea grilă-catod nulă, se aranjează ca să fie mai mare decît negativarea de tăiere a tubului T_1, atunci în stare de repaus tubul T_1 va fi menținut blocat.

Declanșarea acestui montaj se face cu impulsuri pozitive aplicate pe grila tubului T_1. Montajul are avantajul că grila fiind în afara circuitului de reacție pozitivă, circuitul de declanșare nu influențează asupra duratei impulsurilor generate.

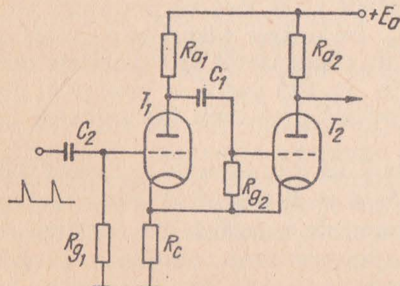


Fig. 7.16. Circuit basculant monostabil cu cuplaj catodic.

Circuitele basculante bistabile au două stări stabile. Aceste montaje se obțin tot din schema de bază prin negativarea ambelor grile (fig. 7.17). Dacă unul din tuburi este blocat, atunci tensiunea sa anodică ridicată (aproximativ egală cu E_a) menține grila celuilalt tub la negativarea zero. Astfel nu este posibilă blocarea simultană a ambelor tuburi. Dacă pe grila tubului blocat se aplică un impuls pozitiv de comandă, tubul se deschide și are loc un pro-

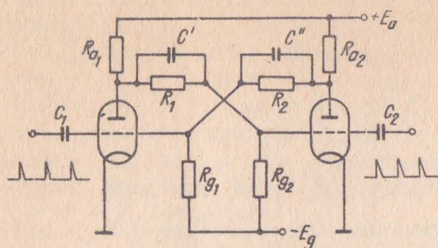


Fig. 7.17. Circuit basculant bistabil.

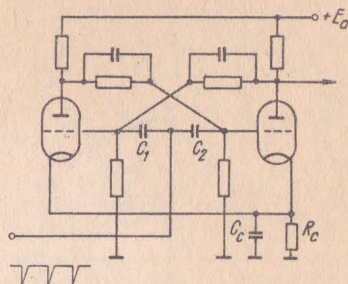


Fig. 7.18. Comanda circuitului basculant bistabil cu un singur şir de impulsuri.

ces în avalanşă care se termină cu blocarea celuilalt tub. Impulsul de comandă următor aplicat aceleiaşi grile nu mai are nici un efect, tubul fiind oricum deschis. Pentru revenirea în stare iniţială trebuie să se aplice impuls pozitiv pe grila celuilalt tub, care acum este blocat. Astfel circuitul basculant bistabil are nevoie pentru fiecare basculare de un impuls de declanşare, deci pentru parcurgerea unui ciclu complet, de două impulsuri. Impulsurile de declanşare se pot lua din acelaşi loc, aplicîndu-se simultan pe ambele grile prin cîte un condensator de mică capacitate C_1, C_2 (fig. 7. 18). În acest caz în virtutea observaţiei de mai înainte, se produce o divizare cu doi a frecvenţei impulsurilor de declanşare.

Deoarece folosirea unei surse separate pentru negativare este incomodă, ea se poate înlocui prin introducerea negativării automate pe rezistenţă de catod (fig. 7. 18). Dacă curenţii anodici maximi ai celor două tuburi sînt egali, în timpul funcţionării nu se schimbă tensiunea din catod. Această tensiune se poate modifica însă în intervalul de timp cît durează bascularea, deoarece în această perioadă suma celor doi curenţi anodici nu este constantă. Pentru a evita salturile tensiunii de negativare, în paralel cu rezistenţa R_c se conectează un condensator C_c a cărui capacitate este de ordinul zecilor de nF.

3. CIRCUITE BASCULANTE CU TRANZISTOARE

Tranzistoarele sînt deosebit de adecvate pentru realizarea circuitelor basculante, deoarece ele au proprietăţi mai apropiate de cele ale unui întrerupător ideal decît tuburile electronice. Astfel rezistenţa emitor colector la saturaţie este foarte mică (de ordinul ohmilor, sau al zecimilor de ohmi), iar la blocare este suficient de mare, pentru ca efectul ei să se poată neglija. Caracteristici asemănătoare prezintă şi rezistenţa de intrare a bazei. Tranzistorul funcţionează în mod normal într-una din aceste două stări, trecerile de la una la cealaltă făcîndu-se foarte rapid. Un dezavantaj încă îl constituie curentul rezidual al joncţiunii bază-colector care determină o instabilitate a funcţionării circuitului.

Schema circuitului basculant astabil este prezentată în figura 7.19. Pentru a explica funcţionarea lui se presupune tensiunea de alimentare—E_c aplicată,

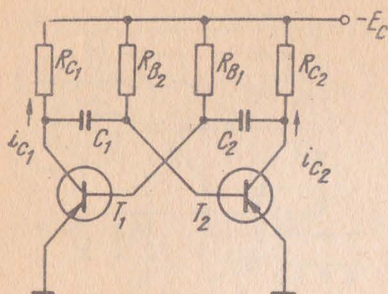


Fig. 7.19. Circuit basculant astabil cu tranzistoare.

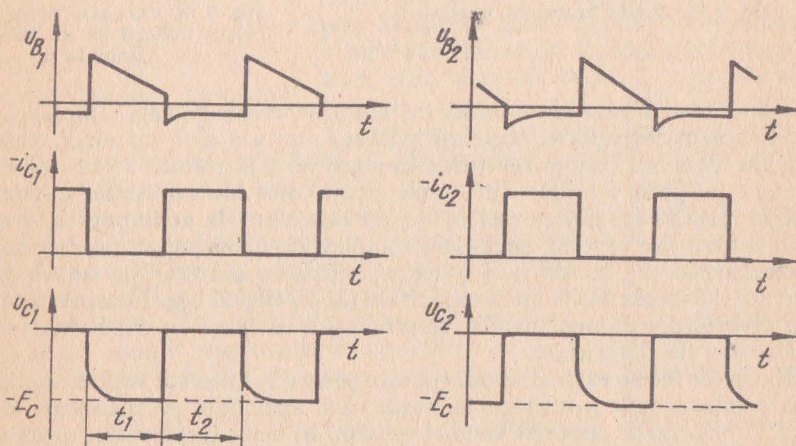


Fig. 7.20. Forme de tensiuni şi curenţi în circuitul din figura 7.19.

şi unul din tranzistoare, de exemplu T_2, blocat. Starea de blocare nu poate dura mult, deoarece tensiunea pozitivă a bazei tranzistorului T_2 scade (fig. 7. 20) pe măsura descărcării condensatorului C_1 prin rezistenţa R_{B2} conectată la $-E_c$. La un moment dat tranzistorul T_2 se deschide, apare un mic curent de colector şi tensiunea de colector începe să scadă. Saltul de tensiune se transmite prin condensatorul C_2 pe baza tranzistorului T_1 determinînd micşorarea curentului de colector al acestuia, creşterea tensiunii negative a colectorului faţă de masă şi creşterea tensiunii bazei tranzistorului T_2. Se produce astfel o creştere în avalanşă a curentului i_{c2} şi anularea curentului i_{c1}. Baza tranzistorului T_1 se polarizează pozitiv, iar baza lui T_2 se menţine uşor negativă de către curentul de bază care circulă prin rezistenţa de polarizare R_{B2}. După descărcarea condensatorului C_2 se produce bascularea în sens invers şi procesul se repetă.

Pentru determinarea intervalelor de timp între două basculări succesive se are în vedere schema echivalentă din figura 7.21 şi se consideră montajul simetric, deci $t_1 = t_2$. Circuitul din figura 7.21 este asemănător cu cel din figura 7.9 corespunzător circuitului basculant cu tuburi. S-au neglijat însă rezistenţele dintre colector şi emitor şi dintre bază şi emitor, care, aşa cum s-a mai arătat, sînt foarte mici. În perioada t_1 întrerupătoarele K_1 şi K_2 sînt deschise, iar K_3

și K_4 închise. Condensatorul C_2 se încarcă de la sursa $-E_c$ prin întrerupătorul K_4 și rezistența R_{B1}, deci constanta de timp de încărcare este C_2R_{B1}. Înainte de blocarea tranzistorului T_1 condensatorul C_2 era încărcat de tensiunea E_c prin circuitul : K_2 închis și R_{c2}. După basculare tensiunea bazei U_{B1} tinde către $-E_c$, după legea:

$$U_{B1} = [E_c - (-E_c)]\, e^{-\frac{t}{C_2 R_{B1}}} - E_c. \qquad (7.8)$$

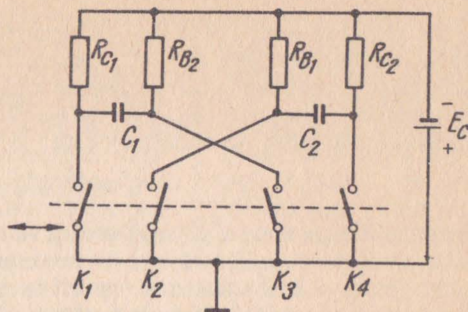


Fig. 7.21. Schema echivalentă a circuitului basculant astabil.

Cînd tensiunea bazei devine aproximativ egală cu zero, se produce bascularea următoare. Din relația (7.8) se deduce durata intervalului de timp t_1 în decursul căruia tensiunea U_{B1} scade la zero:

$$t_1 = t_2 = C_2 R_{B1} \ln 2 \simeq 0{,}7\ C_2 R_{B1}. \qquad (7.9)$$

Frecvența de repetiție a impulsurilor circuitului basculant astabil simetric este:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{1{,}4 C_2 R_{B1}} = \frac{1}{1{,}4\ C_1 R_{B2}}. \qquad (7.10)$$

Relația (7.10) este destul de aproximativă deoarece la deducerea ei nu s-a ținut seama de curentul rezidual al joncțiunii colector-bază. Acest curent, îndreptat în sens invers curentului normal al bazei, produce o încărcare suplimentară a condensatorului de cuplaj, ca și cum în paralel cu rezistența de polarizare a bazei s-ar mai conecta o rezistență. Datorită acestui fapt, perioadele de timp t_1 și t_2 se scurtează, iar frecvența de repetiție a impulsurilor crește. Dependența exponențială a curentului rezidual de temperatură determină o creștere a frecvenței de oscilație a circuitului o dată cu mărirea temperaturii joncțiunilor.

Dependența frecvenței de temperatură se poate diminua prin micșorarea ponderii curentului rezidual în raport cu curentul de încărcare ce trece prin rezistența de polarizare R_B. Tranzistoarele cu siliciu, avînd curenți reziduali foarte reduși, se pretează foarte bine la realizarea circuitelor basculante de calitate.

O altă cale pentru reducerea influenței temperaturii constă în micșorarea rezistențelor de polarizare ale bazelor și mărirea corespunzătoare a capacității condensatoarelor de cuplaj. Din aceste considerente rezistențele de polarizare ale bazelor tranzistoarelor cu germaniu se aleg în general mai mici de 50 kiloohmi.

Mărirea capacității condensatoarelor de cuplaj atrage după sine însă un alt neajuns, și anume mărirea duratei fronturilor negative ale impulsurilor de tensiune de colector.

La blocarea unui tranzistor al circuitului basculant, tensiunea de colector nu revine instantaneu la $-E_c$, deoarece condensatorul de cuplaj C_1 sau C_2 se încarcă prin rezistența bază-colector a tranzistorului saturat și prin rezistența de colector a tranzistorului blocat. Neglijînd valoarea rezistenței bază-emitor, constanta de timp de încărcare este:

$$\tau_i \simeq R_{C1}C_2 = R_{C2}C_1. \qquad (7.11)$$

Curentul de încărcare al condensatorului de cuplaj trecînd prin rezistența de colector dă naștere la o cădere de tensiune ce se scade din tensiunea de alimentare. Pentru a evita trecerea acestui curent prin rezistența de colector, și deci pentru a îmbunătăți fronturile negative, în colectorul din care se iau impulsurile generate se conectează o diodă (fig. 7.22). Dioda D conduce numai atunci cînd tranzistorul T_2 este la saturație. La blocarea tranzistorului dioda se blochează și ea și condensatorul se încarcă prin rezistența R_1. Astfel tensiunea colectorului tranzistorului T_2 poate reveni brusc la tensiunea de alimentare $- E_c$.

Pentru a se păstra egalitatea amplitudinii curenților de colector, rezistențele R_{c1}, R_{c2} și R_1 se aleg astfel încît să fie îndeplinită condiția:

$$R_{c1} = \frac{R_{c2} R_1}{R_{c2} + R_1}. \qquad (7.12)$$

Proprietățile specifice ale tranzistoarelor permit realizarea circuitelor basculante monostabile după o variantă de scheme mult mai bogată decît cu tuburile electronice. Varianta cea mai larg răspîndită în televiziune este cea cu cuplaj prin emitor (fig. 7. 23), analogă schemei din figura 7.16.

La punerea în funcțiune a circuitului, tranzistorul T_2 se deschide datorită conectării rezistenței de polarizare a bazei sale R_{B2} la $- E_c$, și dă naștere la o cădere de tensiune constantă la bornele rezistenței comune de emitor R_E. Pentru ca circuitul să funcționeze în regim monostabil, rezistențele R_1 și R_2 se aleg astfel încît tensiunea bazei tranzistorului T_1 în raport cu masa să fie mai mică decît tensiunea la capetele rezistenței R_E. În acest fel, tranzistorul T_1 este blocat și se menține în această stare pînă la aplicarea unui impuls de coman-

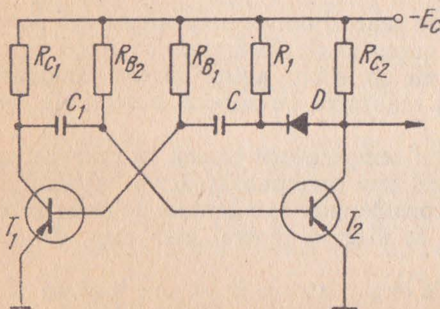


Fig. 7.22. Multivibrator cu îmbunătățirea fronturilor negative.

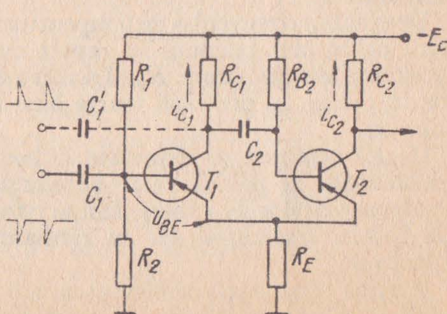


Fig. 7.23. Circuit basculant monostabil cu cuplaj pe emitor.

dă exterior. Impulsul de comandă negativ deschide tranzistorul T_1 și determină o scădere a tensiunii negative de colector. Saltul de tensiune se transmite pe baza tranzistorului T_2 și curentul său de emitor se micșorează, scăzînd în felul acesta tensiunea pe rezistența R_E. Prin aceasta tensiunea U_{BE} a tranzistorului T_1 crește, deschizînd și mai mult tranzistorul. Are loc o creștere în avalanșă a curentului de colector i_{c1} și blocarea tranzistorului T_2. Urmează o descărcare lentă a condensatorului C_2 pînă cînd tensiunea bazei tranzistorului T_2 devine negativă în raport cu emitorul său. În acel moment T_2 se deschide și are loc o creștere bruscă a curentului de colector i_{c2} pînă ce T_1 se blochează. Montajul rămîne în această stare pînă la aplicarea unui nou impuls de comandă.

Pentru ca circuitul să poată funcționa corect este necesar ca amplitudinea impulsului de curent i_{c1} să fie mai mică decît amplitudinea curentului i_{c2}. Din această cauză se alege în general $R_{c1} > R_{c2}$.

Comanda circuitului prin impulsuri aplicate pe baza tranzistorului T_1 este în general foarte comodă. Impulsurile pozitive parazite, care acompaniază uneori impulsurile negative utile, nu perturbă funcționarea circuitului decît dacă sosesc înainte ca impulsul generat să se fi terminat și tranzistorul T_1 să se fi blocat. În celelalte momente impulsurile pozitive nu au nici o acțiune asupra circuitului.

Dacă impulsurile comandă au polaritate pozitivă, atunci ele trebuie aplicate pe baza tranzistorului T_2 printr-un condensator C_1' și prin condensatorul C_2. Impulsurile pozitive au tendința de a bloca tranzistorul T_2 și dacă au amplitudine suficientă, determină bascularea circuitului. Impulsurile negative aplicate pe baza tranzistorului T_2 au efect perturbator atît în timpul cît durează impulsul generat cît și după aceea. În timpul impulsului generat, un impuls negativ poate declanșa bascularea prematură a circuitului, iar impulsurile sosite după blocarea tranzistorului T_1 sînt amplificate de T_2 și transmise ca atare la ieșire.

Schema din figura 7. 24 reprezintă un circuit basculant bistabil. Divizoarele de tensiune R_1, R_3 respectiv R_2, R_4 asigură menținerea stării de blocare sau de saturație a tranzistoarelor pentru un timp nelimitat. Rezistența R_E decuplată de condensatorul C_E produce o polarizare automată a emitoarelor (U_E).

Se presupune tranzistorul T_1 saturat. Tensiunea sa colector-emitor fiind aproximativ zero, tensiunea colectorului față de masă este practic egală cu U_E. Divizorul R_2, R_4 divide tensiunea U_E, astfel că pe bază se aplică o tensiune mai mică decît U_E și tranzistorul T_2 va fi tăiat. Curentul său de colector fiind nul, divizorului de tensiune R_{c2}, R_1, R_3 i se aplică întreaga tensiune de alimentare. Dacă elementele divizorului sînt corect alese, tensiunea bază-emitor a tranzistorului T_1 este negativă și tranzistorul este menținut la saturație. Starea aceasta este stabilă și se

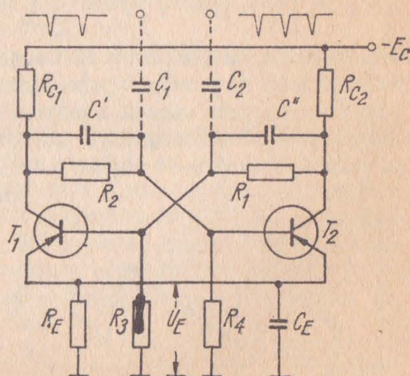


Fig. 7.24. Circuit basculant bistabil.

menține pînă la aplicarea unui impuls de comandă negativ pe baza tranzistorului blocat (T_2), cînd se produce bascularea și stările celor două tranzistoare se inversează între ele. Pentru a reveni în situația inițială, este necesară aplicarea unui nou impuls de comandă negativ, de data aceasta pe baza tranzistorului T_1.

Comanda basculării se poate asigura și cu impulsuri pozitive . În acest caz, pentru a produce basculare, impulsul trebuie aplicat pe baza tranzistorului care conduce.

Condensatoarele C' și C'' au același rol ca și la circuitul basculant bistabil cu tuburi electronice, și anume de a accelera basculare .

C. GENERAREA TENSIUNILOR LINIAR—VARIABILE

1. GENERATOARE CU TUBURI ELECTRONICE

Prin tensiune liniar-variabilă se înțelege un semnal electric a cărui tensiune variază proporțional cu timpul, între o valoare minimă U_1 și una maximă U_2. De obicei această variație liniară în timp se repetă periodic, fiecare variație liniară fiind urmată de o revenire rapidă la valoarea inițială. În general, nu interesează ca revenirile să se facă tot liniar (fig. 7.25).

Principiul general utilizat pentru obținerea tensiunilor liniar-variabile este acela al încărcării unui condensator, într-un timp cuprins între două momente t_1 și t_2.

Tensiunea la bornele condensatorului este:

$$u_c = \frac{1}{C}\int_{t_1}^{t_2} i\mathrm{d}t. \tag{7.13}$$

Dacă curentul de încărcare este constant în timp, $i = I$, atunci tensiunea la bornele condensatorului variază liniar:

$$u_c = \frac{1}{C}\int_{t_1}^{t_2} I\,\mathrm{d}t = \frac{I}{C}(t_2 - t_1). \tag{7.14}$$

Deci condiția ca tensiunea la bornele condensatorului să varieze liniar este ca încărcarea să se producă prin curent constant.

Încărcarea prin curent constant se poate realiza cu aproximație, cu ajutorul cuadripolului din figura 7. 26. Dacă la bornele de intrare se aplică o tensiune constantă, la ieșire se obține o tensiune crescătoare. Curentul de încărcare i, care străbate rezistența este egal cu:

$$i = \frac{u_1 - u_2}{R}. \tag{7.15}$$

Dacă u_2 este foarte mic în raport cu u_1, atunci:

$$i \simeq \frac{u_1}{R}. \tag{7.16}$$

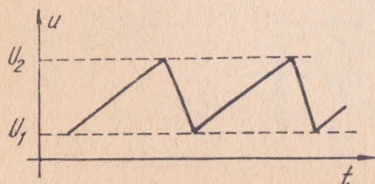


Fig. 7.25. Tensiune liniar-variabilă.

Această relație arată că se poate obține încăr-

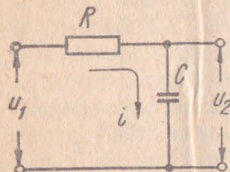


Fig. 7.26. Circuit pentru producerea tensiunii liniar-variabile.

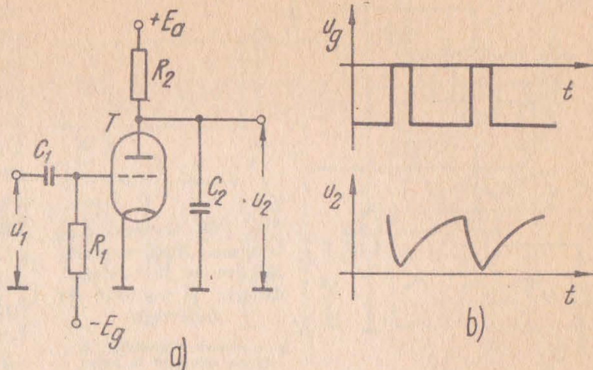


Fig. 7.27. Generator de tensiune liniar-crescătoare cu tub de descărcare:

a — schema circuitului; *b* — formele tensiunilor de comandă și de ieșire.

care cu curent constant dacă amplitudinea tensiunii liniar variabile este cu mult mai mică decît tensiunea continuă aplicată la intrare.

Cuadripolul *RC* se utilizează în montajul din figura 6.27, *a*. Aici circuitul de încărcare este conectat în anodul tubului *T*. Curentul anodic al tubului este tăiat de o negativare mare, aplicată pe grilă, concomitent cu impulsuri pozitive înguste (fig. 7.27.*b*). În pauza dintre două impulsuri, tubul este blocat și condensatorul C_2 se încarcă lent prin rezistența R_2 către tensiunea de alimentare E_a. La aplicarea impulsului pe grilă, tubul se deschide și prin rezistența sa internă mică descarcă rapid condensatorul C_2. Deoarece tubul *T* efectuează descărcarea condensatorului, se numește *tub de descărcare*.

Utilizînd tensiune de alimentare anodică de valoare obișnuită, amplitudinea tensiunii de ieșire avînd liniaritate acceptabilă este mică.

Pentru a îmbunătăți liniaritatea tensiunilor de amplitudine mare se utilizează circuite de stabilizare a curentului de încărcare.

În acest sens o primă posibilitate este aceea a folosirii unei pentode ca rezistență de încărcare. Se știe că rezistența internă dinamică a pentodei este foarte mare, adică curentul anodic, între anumite limite, este puțin dependent de tensiunea anodului. Această proprietate poate fi utilizată pentru încărcarea unui condensator cu curent constant, dacă se asigură o tensiune de alimentare fixă a ecranului. Menținerea constantă a tensiunii de ecran nu este totdeauna ușor realizabilă, de aceea metoda liniarizării cu pentodă complică într-o oarecare măsură circuitul. În figura 7. 28, *a* s-a reprezentat schema unui montaj cu pentodă de liniarizare. Față de schema precedentă, s-a inversat locul tubului de descărcare cu circuitul de încărcare. Acest lucru a fost impus de necesitatea menținerii fixe a tensiunii de ecran.

Pe grila tubului T_1 se aplică impulsuri pozitive de amplitudine mare, care deschid tubul și descarcă condensatorul C_3. În timpul aplicării impulsului apare un curent de grilă care încarcă condensatorul de grilă C_1 cu polaritatea indi-

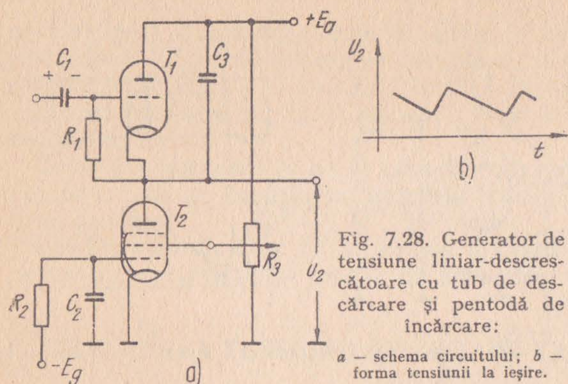


Fig. 7.28. Generator de tensiune liniar-descrescătoare cu tub de descărcare și pentodă de încărcare:

a — schema circuitului; *b* — forma tensiunii la ieșire.

cată în figură, astfel că în pauza dintre două impulsuri, grila se negativează puternic și curentul anodic al tubului T_1 se anulează. După dispariția impulsului, condensatorul C_3 se încarcă cu curent constant prin tubul pentodă T_2. Tensiunea de ecran reglabilă a acestui tub asigură modificarea curentului de încărcare a condensatorului, determinînd panta variației tensiunii de ieșire.

Este de remarcat la acest montaj , spre deosebire de cel precedent, că tensiunea liniar-variabilă generată este descrescătoare. Un dezavantaj important al circuitului este acela că necesită impulsuri de comandă pe grila tubului T_1 de amplitudine mai mare decît amplitudinea tensiunii liniar-variabile generate.

Montajul din figura 7.29, *a*, numit și „integrator Miller", utilizează o altă variantă a încărcării unui condensator prin pentodă, care datorită introducerii unei reacții negative, asigură o liniaritate bună a semnalului generat. Comanda funcționării montajului se face cu un șir de impulsuri negative, aplicate pe grila supresoare a pentodei. În momentul aplicării impulsului negativ curentul anodic al pentodei T se întrerupe. Atunci condensatorul C_2 se încarcă rapid prin rezistența anodică R_3 și rezistența internă a spațiului grilă de comandă-catod, la o tensiune egală cu E_a. După încetarea impulsului de comandă negativ pornește curentul anodic și condensatorul C_2 se descarcă. Curentul de descărcare a acestuia dă naștere la o cădere de tensiune pe rezistența R_2, cădere de tensiune care determină mărimea curentului anodic. De exemplu, dacă curentul de descărcare a condensatorului C_2 tinde să scadă, scade căderea de tensiune la bornele rezistenței R_2. Sensul curentului de descărcare fiind cel indicat în figură, tensiunea la bornele rezistenței R_2 este negativă față de masă. Scăzînd negativarea, curentul anodic crește, compensînd tendința de scădere a curentului

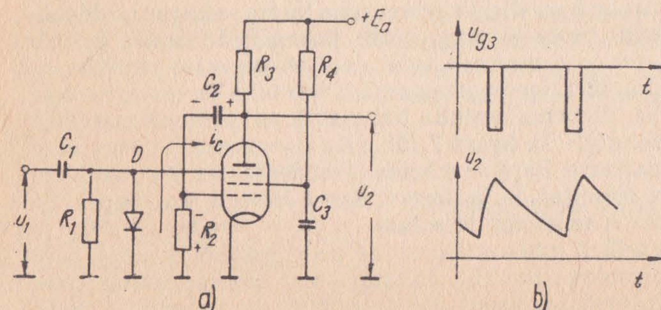


Fig. 7.29. Generator de tensiune liniar-crescătoare cu reacție negativă:

a — schema circuitului; *b* — formele tensiunilor de comandă și de ieșire.

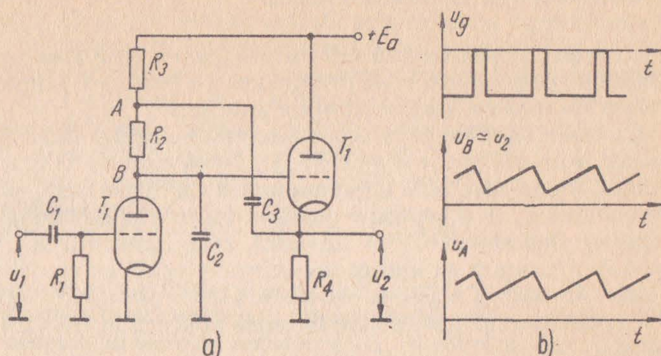


Fig. 7.30. Generator de tensiune liniar-crescătoare cu repetor catodic:
a — schema circuitului;
b — formele tensiunilor.

de încărcare. În felul acesta are loc o reacție negativă, care elimină variațiile curentului de încărcare, datorate, pe de o parte, curentului neconstant care trece prin rezistența anodică R_3, pe de altă parte, variației inevitabile a curentului anodic al pentodei în funcție de tensiunea anodică.

La aplicarea pe supresor a impulsului de comandă următor, curentul anodic se blochează din nou și tensiunea anodului devine egală cu tensiunea de alimentare. Pentru ca în timpul generării tensiunii liniar-variabile tensiunea supresorului să fie menținută constantă și egală cu zero, în paralel cu grila supresoare se conectează o diodă *D*.

Un montaj mult utilizat pentru generarea tensiunilor liniar-crescătoare (numit „bootstrap") este prezentat în figura 7. 30, *a*. Funcționarea lui este asemănătoare cu a circuitului prezentat în figura 7.27, însă în plus față de aceasta are un circuit de stabilizare a curentului de încărcare. Circuitul de stabilizare se bazează pe următoarea idee: pentru ca curentul de încărcare a condensatorului C_2 să fie constant, este necesară menținerea constantă a căderii de tensiune la bornele rezistenței de încărcare R_2. Cu alte cuvinte, dacă tensiunea din punctul *A* urmărește fidel variațiile tensiunii din punctul *B*, atunci în virtutea legii lui Ohm, curentul prin rezistența R_2 este constant (fig. 7.30, *b*).

Pentru aceasta, componenta variabilă a tensiunii punctului *B* se aplică pe grila unui tub repetor catodic (T_2). Se știe că repetorul catodic are o amplificare de tensiune foarte apropiată de unitate. Datorită acestei proprietăți, componenta variabilă a tensiunii punctului *B* se regăsește cu faza și amplitudinea neschimbate la ieșirea repetorului. Ieșirea repetorului este cuplată printr-un condensator de mare capacitate (C_3) la punctul *A*, astfel că în acest punct se vor transmite variațiile tensiunii punctului *B*.

Rezistența R_3 asigură închiderea curentului de încărcare a condensatorului C_2 la sursa de tensiune anodică. Deoarece ea reprezintă o rezistență de sarcină pentru repetorul catodic, se alege de valoare ridicată. Mărimea curentului de încărcare a condensatorului C_2 este determinată de valorile rezistențelor R_2 și R_3.

2. GENERATOARE CU TRANZISTOARE

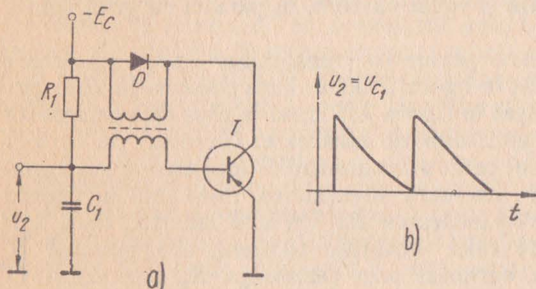
Circuitele de tranzistoare destinate pentru generarea tensiunilor liniar-variabile funcţionează pe baza principiilor de încărcare a unui condensator cu un curent cît mai constant, enunţate anterior.

Un circuit simplu pentru producerea tensiunilor liniar-variabile îl constituie oscilatorul autoblocat (fig. 7. 31, *a*). După cum s-a mai arătat, în timpul conducţiei tranzistorului *T* apare un intens curent de bază, care încarcă rapid condensatorul C_1 la o tensiune pozitivă faţă de masă. După blocarea tranzistorului condensatorul C_1 se descarcă prin rezistenţa R_1 conectată la $-E_c$, pînă ce tensiunea sa ajunge aproximativ egală cu zero şi tranzistorul se deschide din nou. Tensiunea variabilă astfel obţinută, reprezentată în figura 7. 31, *b*, are o liniaritate care în unele aplicaţii în televiziune este suficient de bună.

În figura 7. 32, *a* este prezentată schema unui circuit la care încărcarea condensatorului se face prin curent constant.

După cum se ştie caracteristicile $i_c - u_{CE}$ ale unui tranzistor sînt asemănătoare cu caracteristicile $i_a - u_a$ ale unei pentode. La fel ca la pentode, tensiunea u_{CE} are o influenţă redusă asupra curentului de colector i_c, acesta fiind determinat în cea mai mare măsură de curentul de bază.

Acest lucru este reflectat şi în faptul că curbele $i_c - u_{CE}$ pentru $i_B = ct$ sau $i_E = ct$ sînt aproape paralele cu axa u_{CE}.



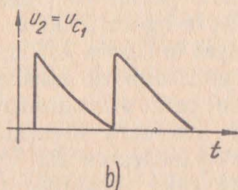


Fig. 7.31. Oscilator autoblocat, ca generator de tensiune liniar-variabilă:
a — schema circuitului; *b* — forma tensiunii la ieşire.

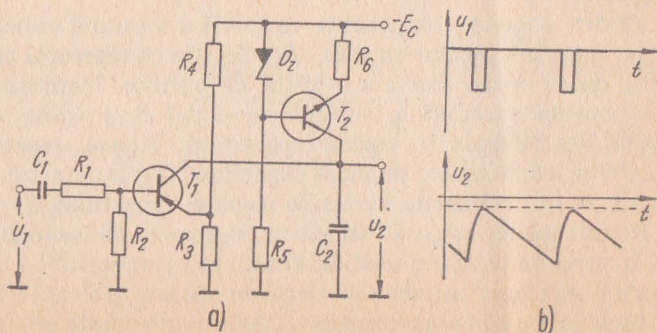


Fig. 7.32. Generator de tensiune liniar-descrescătoare cu tranzistor de încărcare sub curent constant:
a — schema circuitului; *b* — formele tensiunilor de comandă şi de ieşire.

În circuitul din figura 7.32, *a* se utilizează această proprietate a tranzistoarelor: condensatorul C_2 este încărcat la curent constant de tranzistorul T_2, de tip n-p-n. Baza tranzistorului este menţinută la o tensiune constantă faţă de masă de către dioda Zener D_Z şi rezistenţa R_5. Stabilitatea potenţialului bazei în raport cu $-E_c$ este determinantă asupra liniarităţii tensiunii generate, de aceea s-a preferat utilizarea diodei Zener. Rezistenţa R_e determină intensitatea curentului de emitor a tranzistorului T_2, şi deci intensitatea curentului de încărcare a condensatorului C_2.

Tranzistorul T_1 este menţinut blocat de către divizorul de tensiune format de rezistenţele R_3 şi R_4.

La aplicarea la intrare a unui impuls dreptunghiular scurt de polaritate negativă, tranzistorul T_1 este adus la saturaţie şi condensatorul C_2 se descarcă rapid prin rezistenţa sa de saturaţie în serie cu rezistenţa R_3. La sfîrşitul descărcării, tensiunea condensatorului C_2 este aproximativ egală cu tensiunea de polarizare a emitorului tranzistorului T_1. După încetarea impulsului de comandă, tranzistorul T_1 se blochează şi condensatorul se încarcă cu curent constant prin tranzistorul T_2. Se obţine forma de semnal din figura 7.32, *b*.

În figura 7.33, *a* este reprezentată schema unui generator de tensiune liniar-variabilă realizat pe baza integratorului Miller, similară cu schema din figura 7.29, *a*. Funcţionarea circuitului este comandată prin impulsuri dreptunghiulare pozitive (fig. 7. 33, *b*). La aplicarea impulsului, tranzistorul T se blochează, tensiunea colectorului creşte spre $-E_c$, iar condensatorul C_2 se încarcă prin circuitul format de rezistenţa R_3 şi dioda D. Tensiunea maximă pe armăturile condensatorului C_2 este egală cu E_c. În pauza dintre impulsurile de comandă tranzistorul conduce, şi curentul de colector descarcă lent condensatorul C_2.

Curentul de descărcare trece prin rezistenţa de polarizare R_2 şi are tendinţa de a bloca tranzistorul. Se realizează astfel o reacţie negativă foarte strînsă care liniarizează descărcarea condensatorului. Astfel, o dată cu descărcarea condensatorului curentul de descărcare tinde să scadă. Dar în această situaţie se diminuează şi tendinţa de blocare a tranzistorului, şi curentul de colector îşi menţine intensitatea constantă.

Cu acest circuit se pot obţine tensiuni liniar-variabile cu distorsiuni foarte reduse.

Un alt generator de tensiune liniar-variabilă mult utilizat în practică o constituie varianta tranzistorizată a circuitului „bootstrap" (fig. 7. 34, *a*).

Funcţionarea lui este identică cu funcţionarea variantei cu tuburi electronice (v. fig. 7.30). Apare în plus faţă de aceasta dioda D, care permite ca în cursul încărcării condensato-

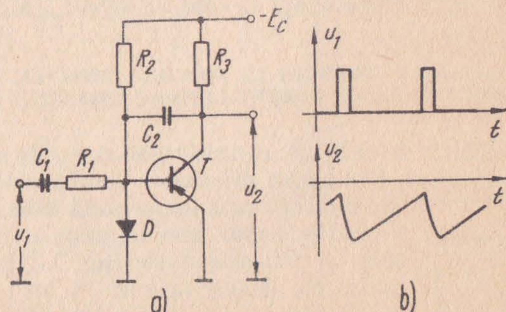


Fig. 7.33. Generator de tensiune liniar-crescătoare cu integrator Miller:
a — schema circuitului; *b* — formele tensiunilor de comandă şi de ieşire.

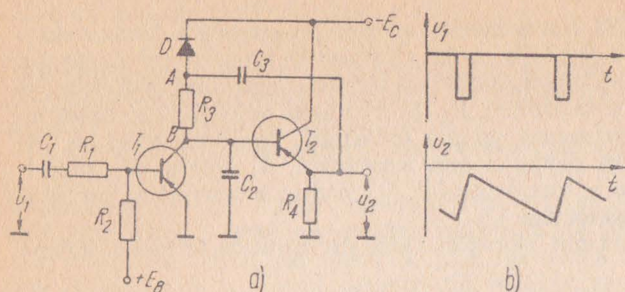


Fig. 7.34. Generator de tensiune liniar-descrescătoare cu repetor pe emitor:
a — schema circuitului; *b* — formele tensiunilor de comandă și de ieșire.

rului C_2 tensiunea punctului *A* să depășească tensiunea de alimentare și în felul acesta să se obțină o tensiune de ieșire de amplitudine aproape egală cu tensiunea E_c.

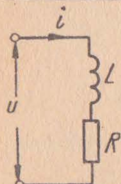
În timpul impulsurilor negative de comandă (fig. 7.34, *b*) tranzistorul T_1 se saturează și tensiunea punctului *B* față de masă scade la — 0,1 V. În același timp, datorită rezistenței mici de conducție a diodei *D*, tensiunea punctului *B* față de masă este aproximativ egală cu $-E_c$. După blocarea tranzistorului T_1 condensatorul C_2 începe să se încarce și tensiunea punctului *A* crește dincolo de $-E_c$. Dioda *D* blocîndu-se, nu împiedică creșterea tensiunii. Creșterea tensiunii condensatorului C_2 încetează atunci cînd tensiunea colector-bază a tranzistorului T_2 devine egală cu zero.

D. GENERAREA CURENȚILOR LINIAR-VARIABILI

Așa cum s-a văzut, covîrșitoarea majoritate a tuburilor videocaptoare cît și a tuburilor videoreproducătoare funcționează cu baleiaj electromagnetic. Pentru a asigura deflexia liniară în timp a fasciculului explorator de electroni, bobinele de deflexie sînt parcurse de curenți a căror variație trebuie să fie aproximativ tot liniară. Din acest motiv generatoarele de curenți liniar-variabili au o mare importanță în tehnica televiziunii.

1. VARIAȚIA TENSIUNII LA BORNELE BOBINEI PARCURSĂ DE UN CURENT LINIAR-VARIABIL

Bobina de deflexie, ca orice bobină reală, nu poate fi considerată o inductanță pură. Din cauza diferitelor pierderi, dintre care în cazul bobinelor de deflexie cea mai importantă este cea datorită rezistenței ohmice a conductorului, bobina trebuie echivalată ca un circuit *LR* compus din elemente ideale (fig. 7.35). Un curent care parcurge circuitul dă naștere la bornele lui unei tensiuni egale cu:



$$U = U_L + U_R, \qquad (7.17)$$

Fig. 7.35. Circuitul echivalent al bobinei de deflexie.

în care U_L și U_R sînt tensiunile la bornele elementelor L și R.

$$U_L = L\frac{di}{dt} \tag{7.18}$$

$$U_R = Ri \tag{7.19}$$

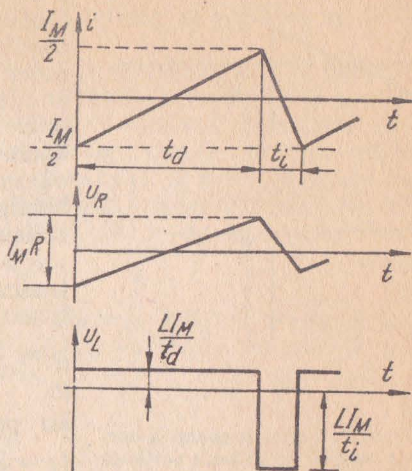


Fig. 7.36. Formele de tensiune referitoare la elementele bobinei de deflexie.

Cu ajutorul acestor două relații se pot stabili formele de tensiune U_L și U_R pentru cazul în care curentul prin circuit este liniar-variabil, așa cum este reprezentat grafic în figura 7.36. Pentru perioada cursei directe (t_d), expresia analitică a curentului este următoarea:

$$i_d = I_M\left(\frac{t}{t_d} - \frac{1}{2}\right). \tag{7.20}$$

Cu ajutorul expresiei curentului se poate determina legea de variație a componentei rezistive a tensiunii:

$$U_{Rd} = I_M\, R\left(\frac{t}{t_d} - \frac{1}{2}\right). \tag{7.21}$$

Din relațiile (7—18) și (7—20) rezultă componenta inductivă a tensiunii:

$$u_{Ld} = \frac{LI_M}{t_d}. \tag{7.22}$$

Ultima relație arată că componenta inductivă a tensiunii este constantă în tot timpul cursei directe.

În mod similar se arată că în timpul cursei inverse expresia curentului este:

$$i_i = I_M\left(\frac{1}{2} - \frac{t - t_d}{t_i}\right). \tag{7.23}$$

Componenta rezistivă a tensiunii devine:

$$u_{Ri} = I_M R\left(\frac{1}{2} - \frac{t - t_d}{t_i}\right), \tag{7.24}$$

iar componenta inductivă a tensiunii:

$$u_{Li} = -\frac{I_M L}{t_i}. \tag{7.25}$$

Deoarece cursa inversă este cu mult mai scurtă decît cursa directă, $t_i \ll t_d$ rezultă:

$$\left|\frac{u_{Li}}{u_{Ld}}\right| \gg 1. \tag{7.26}$$

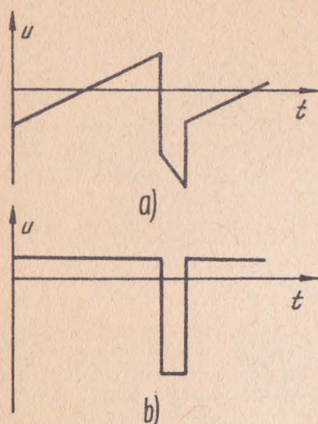


Fig. 7.37. Forma tensiunii la bornele bobinei de deflexie verticală (*a*), şi la bornele bobinei de deflexie orizontală (*b*).

Formele constructive ale bobinelor de deflexie sînt foarte variate, în funcţie de tipul tubului videocaptor sau videoreproducător, în funcţie de echiparea cu tuburi sau tranzistoare a circuitelor etc. Cu toate acestea, limitele între care variază inductanţele şi rezistenţele bobinelor nu sînt prea largi. Se pot lua ca valori medii $L = 2$ mH şi $R = 2\Omega$, atît la bobinele de deflexie orizontală cît şi la cele de deflexie verticală; considerînd valoarea vîrf la vîrf a curentului $I_M = 0{,}5$ A, se pot calcula tensiunile maxime pe elementele L şi R ale bobinei. Pentru baleiajul vertical rezultă:

$$t^d = 19{,}5 \text{ ms}; \; U_{Rd} = 1 \text{ V}; \; U_{Ld} \simeq 0{,}05 \text{ V};$$
$$t^i = 0{,}5 \text{ ms}; \; U_{Ri} = 1 \text{ V}; \; U_{Li} \simeq 2 \text{ V};$$

iar pentru cel orizontal:

$$t_d = 59\ \mu\text{s}; \; U_{Rd} = 1 \text{ V}; \; U_{Ld} \simeq 17 \text{ V};$$
$$t_i = 5\ \mu\text{s}; \; U_{Ri} = 1 \text{ V}; \; U_{Li} \simeq 200 \text{ V}.$$

Însumînd grafic în proporţiile corespunzătoare cele două componente ale tensiunii *u*, se obţin formele acesteia în cazul baleiajului vertical şi orizontal (fig.7.37).

Din cele expuse se trage concluzia că bobina de deflexie, în cazul baleiajului vertical se comportă aproximativ ca o rezistenţă, iar la baleiajul orizontal ca o inductanţă.

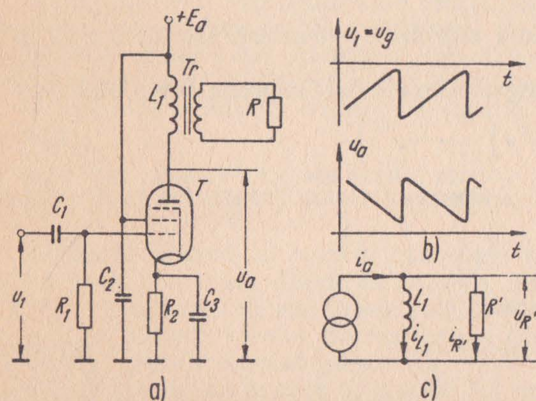


Fig. 7.38. Etaj cu tub pentru baleiajul vertical: *a* – schema de principiu; *b* – formele tensiunii de grilă şi anodice; *c* – circuitul echivalent simplificat.

2. GENERAREA CURENTULUI LINIAR-VARIABIL PENTRU BALEIAJUL VERTICAL

Bobina de deflexie verticală comportîndu-se ca o rezistenţă, curentul liniar-variabil necesar se poate genera cu ajutorul unui amplificator de putere corespunzătoare, comandat de tensiunea liniar-variabilă.

În figura 7.38, *a* este reprezentată schema unui amplificator de putere cu tub electronic. În acest etaj se utilizează o pentodă de putere a cărei rezistenţă de sarcină optimă este de ordinul kiloohmilor. Pentru a realiza adaptarea, între re-

zistența bobinei de deflexie și tub, în circuitul anodic al acestuia se intercalează un transformator coborîtor.

Prin înfășurarea primară a transformatorului se derivă o parte a curentului anodic de semnal, producînd distorsionarea formei curentului prin bobină. Această distorsiune se poate pune în evidență cu ajutorul circuitului echivalent simplificat din figura 7.38,*c*. Circuitul din figură se obține din circuitul echivalent în T al transformatorului, prin raportarea rezistenței de sarcină la primar și prin neglijarea inductanțelor de scăpări și a rezistențelor de pierderi. Din circuit rezultă că curentul anodic se divide în două părți:

$$i_a = i_{R'} + i_{L1}. \tag{7.27}$$

În timpul cursei directe, curentul prin rezistența bobinei crește liniar, conform relației de mai jos, în care, din simplitate, s-a neglijat termenul constant (care reprezintă componenta continuă):

$$i_{R'} = I'_M \frac{t}{t_d}.$$

Forma curentului prin inductanța primarului transformatorului este:

$$i_{L1} = \frac{1}{L_1}\int_0^t u_{L1}\, dt, \tag{7.28}$$

unde U_{L1} este tensiunea la bornele inductanței, aceeași cu tensiunea $U_{R'}$:

$$U_{L1} = U_{R'} = R' i_{R'} = R' I'_M \frac{t}{t_d}. \tag{7.29}$$

Înlocuind în relația (7.28) și integrînd, se obține:

$$i_{L1} = \frac{R' I'_M}{2L} \frac{t^2}{t_d} \tag{7.30}$$

Cu aceasta, curentul anodic capătă expresia:

$$i_a = \frac{R' I'_M}{2L} \frac{t^2}{t_d} + I'_M \frac{t}{t_d}. \tag{7.31}$$

Relația arată că curentul anodic nu este liniar crescător în timp, deoarece apare un termen proporțional cu pătratul timpului, care semnifică o componentă parabolică de curent, o distorsiune. Distorsiunea se poate evita, dacă intensitatea curentului care trece prin inductanța primarului i_{L1} este neglijabilă în raport cu acea componentă a curentului anodic care ajunge la bobina de reflexie ($i_{R'}$). Această condiție conduce însă la o inductanță a primarului atît de mare încît dimensiunile transformatorului rezultă exagerate. De aceea se preferă folosirea unui transformator de gabarit convenabil și introducerea unor circuite de corecție pentru forma curentului prin bobina de deflexie.

Amplificatorul de putere cu tranzistor (fig. 7.39) este realizat cu un tranzistor în conexiune cu *CC* (repetor pe emitor), care are avantajul unei mari

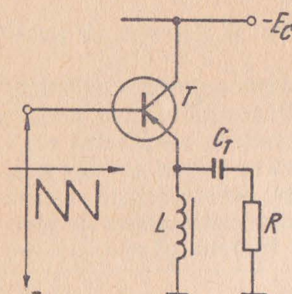


Fig. 7.39. Etaj cu tranzistor pentru baleiajul vertical.

amplificări de curent, a impedanței de ieșire foarte mici și a distorsiunilor neliniare scăzute. Pe baza tranzistorului trebuie aplicată însă o tensiune liniar-variabilă avînd o valoare vîrf-vîrf mai mare decît cea a tensiunii de la bornele bobinei de deflexie. Dat fiind că tranzistorul funcționează cu tensiuni reduse și curenți mari, utilizarea transformatorului de adaptare nu este necesară. Totuși bobina de deflexie nu se poate conecta nemijlocit în emitorul tranzistorului, din cauză că componenta continuă a curentului de emitor ar trece prin bobină și ar produce o deplasare în sens vertical a rastrului. Componenta continuă se poate separa cu ajutorul condensatorului C_1 conectat în serie cu bobina de deflexie, și pentru închiderea acestei componente, în emitorul tranzistorului T, se prevede o bobină de filtraj (șoc). Pentru ca distorsiunile curentului prin bobina de deflexie să fie mici trebuie ca inductanța bobinei L_1 să fie foarte mare în raport cu inductanța bobinei de deflexie (altfel componenta parabolică nu se poate neglija), iar capacitatea condensatorului C_1 suficient de mare (de peste 1 000 μF) pentru ca încărcările și descărcările ei succesive să fie neglijabile.

3. GENERAREA CURENTULUI LINIAR-VARIABIL PENTRU BALEIAJUL ORIZONTAL

Tensiunea din figura 7.37 care apare la bornele bobinei de deflexie orizontală sugerează modul în care se poate produce curentul liniar-variabil: cu ajutorul unei surse de tensiune continuă E_1 (fig. 7.40) se menține la bornele bobinei de deflexie o tensiune constantă:

$$E_1 = \frac{L I_M}{t_d}.$$

După trecerea intervalului de timp t_d curentul prin bobină ajunge la valoarea $+I_M/2$. În acest moment, cu ajutorul comutatorului K se schimbă instantaneu tensiunea aplicată bobinei, de la E_1 la $-E_2$. Dacă:

$$E_2 = \frac{L I_M}{t_i},$$

atunci la sfîrșitul intervalului t_i intensitatea curentului va fi $-I_M/2$. Comutînd din nou tensiunea E_1, curentul reîncepe să crească liniar ș.a.m.d.

Studiind mai îndeaproape fenomenele ce au loc în bobină, se constată că curentul necesar poate fi generat și în lipsa sursei E_2.

Pînă acum s-au neglijat capacitățile parazite ale bobinei de deflexie. Ele există în realitate și efectul lor poate fi echivalat cu al unui condensator C_0 conectat în paralel cu bobina (fig.7.41,*a*).

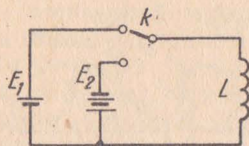


Fig. 7.40. Principiul producerii curentului *i* liniar-variabil prin bobina de deflexie orizontală.

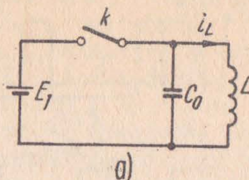


Fig. 7.41. Efectul capacității parazite.

Datorită trecerii curentului prin bobina de deflexie, în cîmpul magnetic al acesteia se înmagazinează o energie. Energia magnetică ajunge maximă la sfîrșitul perioadei t_d, cînd mărimea ei devine egală cu:

$$W_L = \frac{1}{2} L \left(\frac{I_M}{2} \right)^2 \qquad (7.32)$$

În momentul în care, la sfîrșitul perioadei t_d, întrerupătorul K se deschide, energia magnetică a bobinei se canalizează în condensatorul echivalent al capacității parazite C_0. Apoi, condensatorul se descarcă pe inductanță și apar, în felul acesta, oscilații sinusoidale amortizate (fig.7.41,*b*), de frecvență:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_0}}. \qquad (7.33)$$

După trecerea unei semiperioade a oscilațiilor, întrerupătorul K se închide și tensiunea bobinei se stabilește la $+E_1$, oscilațiile fiind brusc amortizate de rezistența internă foarte mică a sursei de tensiune. Întrucît curentul printr-un circuit oscilant este defazat cu 90° în raport cu tensiunea, în semiperioada în care tensiunea revine la $+E_1$, curentul se schimbă de la $+I_M/2$ la $-I_M/2$, pregătind astfel începutul perioadei directe următoare.

Principiul teoretic de producere a curentului liniar-variabil printr-o bobină descrisă mai sus se concretizează în practică prin 3 tipuri de circuite:

— circuite cu rezistență de amortizare;
— circuite cu diodă de suprimare;
— circuite cu diodă de recuperare.

a. **Circuite cu rezistență de amortizare.** În figura 7.42 *a* se prezintă schema circuitului realizat cu un tranzistor. Montajul funcționează în felul următor: Pe baza tranzistorului se aplică impulsuri care mențin tranzistorul la saturație pe toată perioada t_d și îl blochează în timpul cursei inverse t_i (fig. 7.42,*b*). Atunci cînd tranzistorul este la saturație, tensiunea u_L la bornele bobinei se menține constantă și aproximativ egală cu E_c. Curentul prin bobină crește liniar, ajungînd la valoarea sa maximă la sfîrșitul perioadei t_d. După blocarea tranzistorului încep oscilațiile libere ale circuitului format din inductanța și capacitatea parazită a bobinei. Pentru ca aceste oscilații să dureze cît mai puțin, în paralel cu bobina se conectează o rezistență de amortizare R.

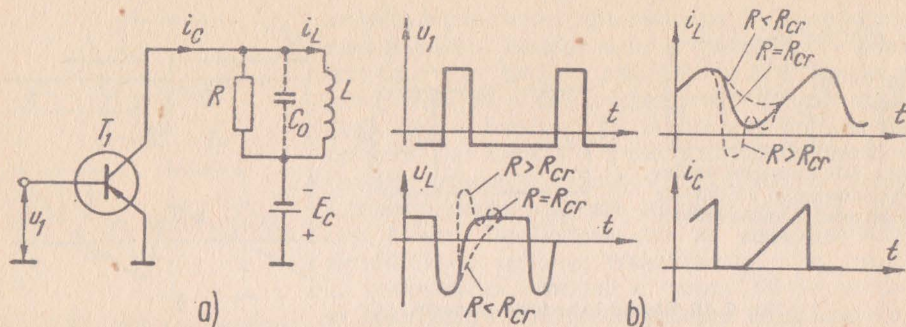


Fig. 7.42. Etaj final pentru baleiajul orizontal cu rezistență de amortizare:
a — schema etajului; *b* — forme de tensiuni și curenți în circuit.

Valoarea acestei rezistențe se alege astfel încît să asigure aproximativ amortizarea critică. Dacă amortizarea este prea mică ($R>R_{cr}$), atunci oscilațiile nu încetează după prima semiperioadă, iar dacă amortizarea este prea mare ($R<R_{cr}$), curentul scade prea încet la zero.

b. **Circuite cu diodă de suprimare**. Suprimarea oscilațiilor la sfîrșitul cursei inverse se poate face nu numai printr-o amortizare relativ lentă a lor, ci și prin coborîrea bruscă a frecvenței de rezonanță a bobinei. Pentru aceasta, la sfîrșitul primei semiperioade a oscilațiilor libere, în paralel cu bobina de deflexie se conectează un condensator de capacitate $C \gg C_0$. În acest moment, curentul prin bobină are valoarea $-I_M/2$, iar energia este acumulată din nou în cîmpul magnetic al bobinei. După conectare, condensatorul C începe să se încarce, dar cu mult mai lent decît s-ar fi încărcat C_0 și de aceea oscilațiile parazite de frecvență f_0 dispar.

Conectarea condensatorului C la sfîrșitul cursei inverse se face practic cu ajutorul unei diode D (fig. 7.43,*a*). La scurt timp după punerea în funcțiune

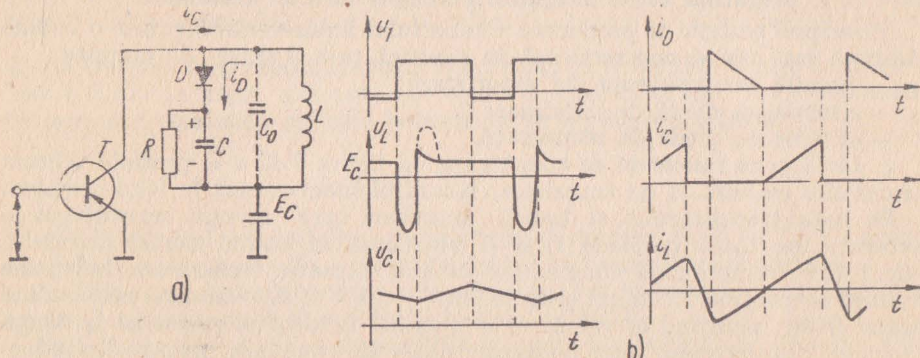


Fig. 7.43. Etaj final pentru baleiajul orizontal cu diodă de suprimare:
a — schema etajului; *b* — forme de tensiuni și curenți în circuit.

a montajului, condensatorul C se încarcă cu polaritatea indicată în figură la o tensiune aproximativ egală cu E_c. Această tensiune menține dioda blocată în perioadele în care conduce tranzistorul. La sfîrșitul primei semiperioade a oscilațiilor pe frecvența f_0, tensiunea la bornele bobinei tinde să crească peste valoarea E_c (fig. 7.43,*b*). Astfel, dioda se polarizează în sens de conducție și energia bobinei dă naștere la un curent i_D prin diodă, care scade lent pe măsură ce energia bobinei se epuizează. Condensatorul este șuntat de o rezistență R, a cărei valoare este astfel aleasă încît în timpul unei perioade să disipe o energie egală cu cea primită de condensator de la inductanță.

Tensiunea de comandă u_1 a tranzistorului se aranjează de așa manieră încît tranzistorul să se deschidă în momentul în care curentul prin diodă încetează. Din momentul deschiderii, tranzistorul se saturează și curentul de colector i_c crește liniar pînă în momentul blocării. Din schema circuitului se observă că curentul de colector și cel al diodei străbat bobina L în sensuri contrare, astfel că curentul prin bobină este:

$$i_L = i_C - i_D. \tag{7.34}$$

Efectuînd grafic operația de scădere, se obține forma de curent i_L din figura 7.43,*b*.

Din modul în care se formează curentul prin bobină se reține faptul că în prima jumătate a cursei directe conduce dioda de suprimare extrăgînd energia din bobină, iar în cea de-a doua jumătate conduce tranzistorul, înmagazinînd energie în ea. Energia este luată de la sursa de alimentare și transformată în căldură, deci pierdută, de către rezistența R.

Dat fiind că energia astfel pierdută este destul de mare, au fost elaborate circuite în care ea să fie recuperată, mărind astfel cu mult randamentul energetic al circuitului.

c. **Circuite cu diodă de recuperare.** Revenind la forma curentului prin circuitul reprezentat în figura 7.41, se constată că în prima jumătate a cursei directe, curentul circulă în sens invers prin sursa de tensiune.

Curentul invers redă bateriei energia absorbită în timpul cursei directe anterioare. Astfel se recuperează cea mai mare parte a energiei, bateria cedînd numai atîta energie cît este necesară pentru compensarea pierderilor prin rezistențele parazite ale circuitului.

Funcția de conducție în ambele sensuri a întrerupătorului K este realizată practic de tranzistor avînd conectată în paralel o diodă D (fig. 7.44). Însuși tranzistorul poate conduce curentul în ambele sensuri, dar pentru ca acești curenți să fie egali, trebuie ca joncțiunile emitor-bază și colector-bază să fie identice. La un tranzistor obișnuit nu există această simetrie, de aceea curentul de conducție normală este superior curentului de conducție inversă. Pentru îmbunătățirea conducției în sens invers, în paralel cu tranzistorul se conectează dioda D prin care trec curenții inverși ai bobinelor de deflexie.

În acest montaj tranzistorul este blocat numai pe durata cursei inverse, printr-un impuls pozitiv aplicat pe bază.

Deoarece curentul recuperat se întoarce tot în sursa de alimentare, recuperarea se numește de curent sau derivație.

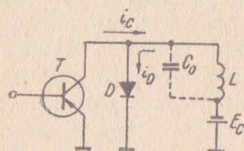


Fig. 7.44. Etaj final pentru baleiajul orizontal cu diodă de recuperare de curent.

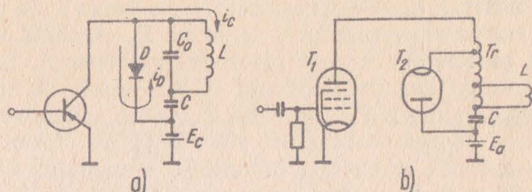


Fig. 7.45. Etaj final pentru baleiajul orizontal cu diodă de recuperare de tensiune:
a — circuitul cu tranzistor; *b* — circuit cu tuburi.

Circuitul din figura 7.43 se poate transforma într-un montaj de recuperare dacă energia condensatorului C în loc să fie disipată de rezistența R se utilizează chiar pentru alimentarea tranzistorului. Pentru aceasta, sursa de tensiune de alimentare se mută pe catodul diodei, iar rezistența R se elimină (fig.7.45,*a*). Funcționarea acestui montaj rămîne asemănătoare cu a circuitului de suprimare. La sfîrșitul cursei inverse dioda D se deschide, condensatorul C coboară mult frecvența de rezonanță a bobinei L și curentul i_D încarcă condensatorul C. După ce întreaga energie a bobinei trece în condensatorul C, curentul i_D se anulează. În acest moment se deschide tranzistorul și curentul de colector i_C trece prin condensatorul C, descărcîndu-l. Prin încărcările și descărcările succesive, tensiunea condensatorului capătă o valoare medie, ce poate fi de cîteva ori mai mare decît tensiunea sursei de alimentare. Această tensiune se adună la tensiunea sursei, de aceea tensiunea aplicată bobinei de deflexie este mai mare decît tensiunea de alimentare. Deoarece energia se recuperează sub forma unei tensiuni ce se înseriază în tensiunea sursei,recuperarea se numește de tensiune sau serie.

În figura 7.45, *b* este reprezentată schema de principiu a circuitului cu recuperare serie, realizat cu tuburi electronice, mult utilizat în receptoarele de televiziune. Din motive de adaptare a sarcinii, bobina de deflexie se conectează în circuitul tuburilor T_1 și T_2 prin intermediul unui autotransformator coborîtor. Funcționarea circuitului este asemănătoare cu funcționarea montajului anterior, cu tranzistor. Pentoda T_1 conduce în a doua jumătate a cursei directe, menținînd o tensiune anod-catod de 50—70 V, aproximativ constantă. O dată cu blocarea lui, apar oscilații datorită capacităților parazite ale bobinei și autotransformatorului. După trecerea unei semiperioade a oscilației parazite, tensiunea la bornele autotransformatorului se schimbă ca semn și dioda de recuperare T_2 se deschide. Astfel energia înmagazinată în cîmpurile magnetice ale bobinei și autotransformatorului se transferă în condensatorul de recuperare C. În a doua jumătate a cursei directe pentoda T_1 intră în conducție ș.a.m.d.

E. SINCRONIZAREA GENERATOARELOR DE IMPULSURI

Se deosebesc două metode de sincronizare a generatoarelor de impulsuri: sincronizarea directă și sincronizarea indirectă.

1. SINCRONIZAREA DIRECTĂ

La acest procedeu impulsurile de sincronizare sînt conduse direct la generatorul care urmează a fi sincronizat, în așa fel încît impulsul de sincronizare să determine apariția saltului în avalanșă a curenților anodici (sau de colector). La generatoarele cu tuburi lucrurile se aranjează de regulă în așa fel încît negativarea grilei a tubului blocat să scadă pentru un scurt timp sub tensiunea corespunzătoare tăierii curentului anodic; ca urmare se creează condițiile necesare producerii avalanșei și are loc bascularea. Sincronizarea oscilatoarelor autoblocate și a circuitelor basculante astabile cu tranzistoare se face cu impulsuri de polaritate negativă. Circuitele basculante sînt sincronizate uneori cu impulsuri pozitive.

Avantajul sincronizării directe constă în simplitatea sa și în declanșarea basculării în momente riguros determinate de către impulsurile de sincronizare, atît timp cît acestea au amplitudine constantă și nu sînt însoțite de perturbații. Dezavantajele sincronizării directe sînt: o mare sensibilitate în raport cu perturbațiile în impulsuri, care dacă au polaritate corespunzătoare pot produce bascularea înainte de timp, dependența de amplitudinea impulsurilor de sincronizare și imposibilitatea de a regla faza oscilațiilor generate în raport cu impulsurile de sincronizare.

Cel mai mare dezavantaj — sensibilitatea în raport cu perturbațiile — dispare la sincronizarea generatoarelor de baleiaj vertical, deoarece circuitele de integrare care separă impulsurile de sincronizare de cadre atenuează mult majoritatea impulsurilor perturbatoare.

Impulsurile de sincronizare directă se aplică pe unul din electrozii tubului sau tranzistorului generatorului de impulsuri, în așa fel încît polaritatea impulsurilor de sincronizare să poată determina bascularea dorită. Sincronizarea este produsă întotdeauna de frontul impulsului de sincronizare, iar restul impulsului nu are importanță. De aceea impulsul de sincronizare se poate deriva și sincronizarea poate fi făcută atît cu frontul anterior cît și cu cel posterior.

2. SINCRONIZAREA INDIRECTĂ

Sincronizarea indirectă sau, cum se mai numește, ***reglajul automat al frecvenței***, se bazează pe posibilitatea de reglaj a frecvenței generatoarelor de impulsuri prin modificarea unor tensiuni de polarizare. Atît la oscilatorul autoblocat cît și la circuitele basculante astabile, frecvența impulsurilor generate depinde de rapiditatea cu care condensatorul de cuplaj se descarcă. Dacă rezistenței prin care se descarcă acest condensator, în loc ca ea să se conecteze la masă sau la sursa de tensiune de alimentare, i se aplică o tensiune reglabilă, atunci prin mărirea acestei tensiuni se poate influența frecvența de oscilație. La generatoarele cu tuburi, dacă această tensiune devine mai pozitivă, frecvența de oscilație crește, iar la circuitele cu tranzistoare, frecvența crește la aplicarea unei tensiuni negative mai mari.

Această proprietate este valorificată în dispozitivul de sincronizare indirectă, a cărei schemă bloc este reprezentată în figura 7.46. Un comparator de

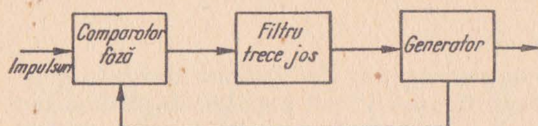


Fig. 7.46. Schema bloc a circuitului de sincronizare indirectă.

fază primește simultan impulsurile de sincronizare și impulsurile generatorului. Tensiunea de la ieșirea comparatorului depinde de diferența de fază dintre impulsurile aplicate pe cele două intrări. Ea este filtrată de un filtru trece jos, apoi ajunge la generatorul de impulsuri.

Precizia de reglare a fazei depinde de sensibilitatea generatorului la variațiile tensiunii de comandă și de tensiunea pe care o produce comparatorul. Pentru o bună precizie, comparatorul trebuie să producă variații mari de tensiune la deviații de fază mici, iar frecvența generatorului trebuie să fie influențată cît mai mult de aceste variații de tensiune.

De asemenea, domeniul de reglare a frecvenței, adică domeniul de frecvențe ale impulsurilor de sincronizare în care sincronizarea generatorului poate avea loc, trebuie să fie cît mai larg. Pe cît posibil de larg trebuie să fie și domeniul de prindere. Prin domeniu de prindere se înțelege diferența maximă dintre frecvențele semnalului de sincronizare și a impulsurilor generate liber, la care generatorul ce trebuie sincronizat se mai poate prinde în sincronism. Domeniul de prindere este totdeauna mai mic decît domeniul de reglare, diferența dintre ele fiind cu atît mai mare cu cît banda filtrului trece jos este mai îngustă. Dacă generatorul este nesincronizat, la ieșirea comparatorului de fază apare o oscilație a cărei frecvență este egală cu diferența dintre frecvențele impulsurilor de sincronizare și a impulsurilor generate. Atît timp cît frecvența oscilației de la ieșirea comparatorului este mai mare decît frecvența de tăiere a filtrului trece jos, filtrul elimină aceste oscilații și sistemul nu poate urmări impulsurile de sincronizare. De aceea, pentru a aduce generatorul în sincronism este necesară aducerea manuală a frecvenței generatorului în apropierea frecvenței impulsurilor de sincronizare.

Din cele arătate rezultă că din acest punct de vedere este necesar ca banda filtrului trece jos să fie largă. Acest lucru este însă dezavantajos din punctul de vedere al protecției în raport cu perturbațiile, deoarece cu cît filtrul are banda mai îngustă, cu atît mai eficient elimină perturbațiile și sincronizarea este cu atît mai sigură.

Filtrul trece jos utilizat în schemele de sincronizare indirectă este un circuit *RC*, a cărui frecvență de tăiere este determinată de constanta sa de timp. O creștere prea mare a constantei de timp, pe lîngă îngustarea domeniului de prindere, produce și o instabilitate în funcționarea dispozitivului.

Dacă dintr-un motiv oarecare frecvența impulsurilor generate se schimbă, la ieșirea comparatorului de fază apare un salt de tensiune. Dacă această tensiune de reglaj modifică instantaneu frecvența generatorului în sensul corespunzător, atunci sistemul funcționează stabil. În schimb, dacă constanta de timp a filtrului *RC* este prea mare, tensiunea de reglaj aplicată generatorului urmărește prea lent schimbarea frecvenței. Ca urmare, între faza impulsurilor de sincronizare și a celor sincronizate apare o diferență din ce în ce mai mare; atunci cînd, cu o mare întîrziere, frecvența generatorului începe să se modifice

în sensul eliminării erorii, diferența de fază este deja atît de mare încît frecvența generatorului se reglează în sens invers dincolo de valoarea necesară. Acum, la ieșirea comparatorului apare o variație de tensiune în sens contrar, care ajunge din nou cu întîrziere la generator și frecvența lui este din nou deviată prea mult, de data aceasta în sens opus. În acest fel tensiunea de reglaj oscilează cu o frecvență determinată de constanta de timp a filtrului trece jos și sincronizarea este defectuoasă. Dacă fenomenul acesta apare în dispozitivul de sincronizare indirectă a generatorului de deflexie orizontală a unui televizor, el se manifestă sub forma ondulării liniilor verticale ale întregii imagini.

Instabilitatea funcționării sistemului de sincronizare indirectă se poate elimina dacă constanta de timp a filtrului trece jos se alege mai mică decît:

$$RC \leqslant \frac{0{,}25}{f_s}, \tag{7.35}$$

în care f_s reprezintă frecvența de repetiție a impulsurilor de sincronizare.

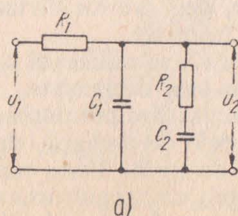
Cu această condiție însă, constanta de timp devine atît de mică încît chiar și impulsurile parazite de scurtă durată perturbă sincronizarea. De aceea, în locul circuitului *RC* simplu se utilizează unele avînd forma reprezentată în figura 7.47,*a*. Aici circuitul format de R_1 și C_1 are constanta de timp suficient de mică pentru a preveni instabilitatea reglajului, iar R_1, R_2 și C_2, cu constantă de timp mare, asigură eliminarea eficientă a perturbațiilor. Dacă elementele schemei se aleg, de exemplu:

$$C_2R_1 = \frac{100}{f_s},$$

$$R_2 = \frac{R_1}{20}, \tag{7.36}$$

$$C_1R_2 = \frac{0{,}25}{f_s},$$

atunci caracteristica amplitudine-frecvență a filtrului rezultă ca în figura 7.47,*b*. La frecvențe foarte joase tensiunea de ieșire este egală cu tensiunea de intrare, apoi începînd de la frecvența de circa $\frac{1}{400}f_s$ tensiunea de ieșire scade, din cauza scăderii reactanței condensatorului C_2. La frecvențe mai



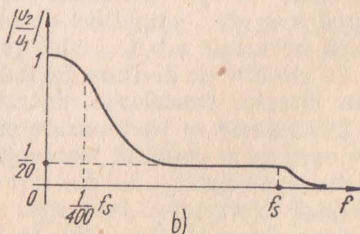


Fig. 7.47. Filtrul trece jos (*a*) și caracteristica sa amplitudine-frecvență (*b*).

mari, tensiunea de ieșire scade la $\frac{R_2}{R_1 + R_2} \simeq$ 20-a parte din tensiunea de intrare și această valoare se menține pînă la frevența f_s. De aici înainte reactanta condensatorului C_1 șuntează rezistența R_2 și tensiunea de ieșire scade la zero. Se remarcă faptul că această caracteristică de frecvență asigură o amplificare maximă într-o bandă îngustă de frecvențe, eliminînd efectul perturbațiilor în impulsuri, în același timp însă menține o amplificare redusă pînă la frecvența f_s pentru ca generatorul să poată urmări variațiile rapide ale tensiunii de la ieșirea comparatorului de fază.

Filtrul trece jos din figura 7.47 realizează astfel trei deziderate:

— stabilitatea reglajului;
— eliminarea perturbațiilor în impulsuri;
— lărgirea domeniului de prindere.

Datorită acestor avantaje el se utilizează pe scară largă în circuitele de sincronizare indirectă ale televizoarelor.

F. DIVIZOARE DE FRECVENȚĂ

Divizoarele de frecvență sînt folosite pentru divizarea frecvenței unui șir de impulsuri cu un număr întreg n, numit factor de divizare.

Divizarea cu un factor mai mic de 10 se poate face cu ajutorul unor circuite simple, cu 1—2 tuburi electronice. Dacă factorul de divizare este superior lui 10, atunci este necesară utilizarea mai multor circuite de divizare simple. În acest caz, factorul total de divizare se desface într-un produs de mai mulți factori $a,b,c,...$, astfel ca fiecare factor să fie mai mic decît 10, iar $n = abc...$ Divizarea se poate face în două moduri.

a. **Divizarea succesivă**: are loc în cazul conectării circuitelor de divizare în lanț. În acest caz, primul divizor primește impulsurile cu frecvența inițială f și produce impulsuri de frecvență $f' = \frac{f}{a}$, care sînt divizate mai departe de al doilea divizor, obținîndu-se frecvența $f'' = \frac{f'}{b} = \frac{f}{ab}$ ș.a.m.d.

b. **Divizarea prin circuit de coincidență**. Impulsurile a căror frecvență trebuie divizată se duc la intrarea tuturor circuitelor de divizare parțială. Ieșirile circuitelor de divizare se conectează la un circuit de coincidență. La ieșirea circuitului de coincidență se obține semnal numai atunci cînd la toate intrările lui apar simultan impulsuri. Se arată ușor că coincidența are loc după $n = abc...$ impulsuri de intrare, deci are loc divizarea cu n, dar numai dacă numerele a,b,c,..., sînt prime între ele.

Ca circuite de divizare parțială ($n < 10$) se utilizează oscilatoare autoblocate sau circuite basculante sincronizate sau declanșate.

Divizoarele cu sincronizare sînt oscilatoare autoblocate sau multivibratoare, care au o anumită frecvență proprie de oscilație, determinată de descărcarea condensatorului din circuitul de grilă. Peste tensiunea de grilă care variază exponențial spre zero se suprapun impulsurile avînd frecvența care trebuie divizată (fig. 7.48). În lipsa impulsurilor de sincronizare perioada

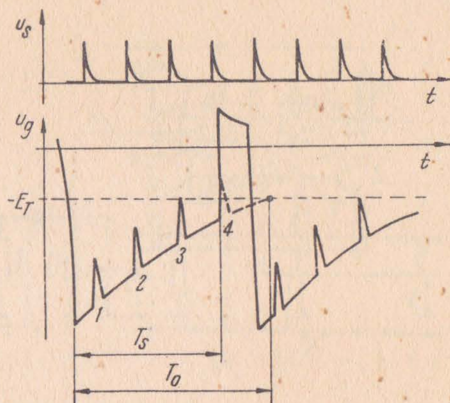


Fig. 7.48. Sincronizarea oscilatorului autoblocat sau a multivibratorului.

oscilațiilor proprii este T_0. La aplicarea impulsurilor de sincronizare deblocarea tubului se face mai devreme, atunci cînd impulsul de sincronizare reușește să aducă tensiunea de grilă la negativare mai mică decît negativarea de tăiere E_T a curentului anodic. În felul acesta perioada de repetiție a impulsurilor generate este determinată de impulsurile de sincronizare aplicate.

Factorul de divizare *n* depinde de alura curbei de variație a tensiunii de grilă, deci de constanta de timp a circuitului de grilă și de amplitudinea impulsurilor de sincronizare. Mărind constanta de timp, crește factorul de divizare; mărind amplitudinea impulsurilor de sincronizare, factorul de divizare scade.

Din figura 7.48 se poate deduce că cu cît factorul de divizare crește cu atît crește pericolul divizării greșite, cu o altă valoare a factorului *n*. Acest lucru se explică prin aceea, că o dată cu creșterea numărului de impulsuri de sincronizare scade variația tensiunii de grilă între două impulsuri succesive, deci diferența de tensiune dintre vîrfurile impulsurilor devine tot mai mică. Din această cauză divizarea prin sincronizare nu se utilizează pentru $n>5$.

Stabilitatea divizării se poate îmbunătăți prin introducerea unui circuit oscilant în circuitul de grilă. Schema unui divizor cu oscilator autoblocat cu circuitul de stabilizare se arată în figura 7.49, *a*. Circuitul de stabilizare (L_1C_1) este acordat pe o frecvență apropiată de frecvența rezultată prin divizare. Datorită curentului de grilă care trece prin condensatorul C_1 atunci cînd tubul conduce, circuitul oscilant este excitat prin șoc, astfel că la bornele condensatorului apare o oscilație aproximativ sinusoidală. Deoarece condensatoarele C_1 și C_2 sînt conectate în serie, tensiunile lor se adună și tensiu-

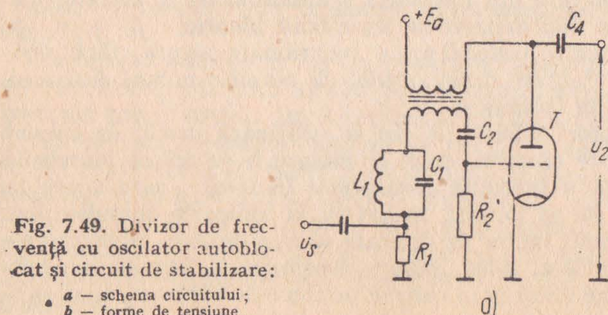


Fig. 7.49. Divizor de frecvență cu oscilator autoblocat și circuit de stabilizare:
a — schema circuitului;
b — forme de tensiune.

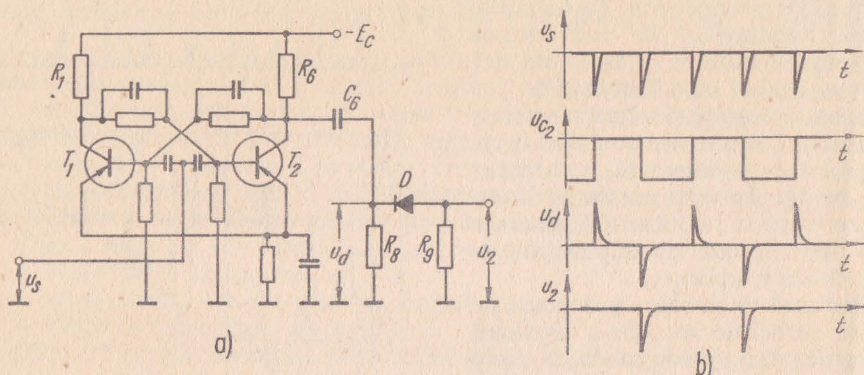


Fig. 7.50. Divizor de frecvență prin 2 cu circuit basculant bistabil:
a — schema circuitului; *b* — forme de tensiune.

nea de grilă variază în modul arătat în diagramele din figura 7.49,*b*. Se observă că această formă de tensiune este favorabilă sincronizării mai precise a oscilatorului.

Circuitele de divizare cu sincronizare sînt relativ simple, dar factorul lor de divizare se schimbă dacă se modifică frecvența de repetiție a impulsurilor de sincronizare în raport cu perioada oscilațiilor proprii.

Cealaltă categorie de divizoare utilizează circuite basculante bistabile sau oscilatoare autoblocate tăiate, declanșate direct sau prin circuite de integrare.

Un circuit basculant bistabil ca în figura 7.50, *a* poate fi utilizat pentru divizarea frecvenței cu doi. După cum s-a arătat, la fiecare impuls de declanșare circuitul bistabil execută o basculare dintr-o stare în alta, astfel că impulsurile dreptunghiulare din colector (fig. 7.50,*b*) au perioada de repetiție de două ori mai mare decît perioada impulsurilor de comandă. Impulsurile dreptunghiulare sînt trecute printr-un circuit de derivare format din condensatorul C_6 și rezistența R_8, la ieșirea căruia se obțin impulsuri înguste pozitive și negative. După derivare, din semnal se elimină impulsurile pozitive cu ajutorul unui circuit de limitare cu diodă și rezultă un șir de impulsuri de comandă negative, cu frecvența jumătate din frecvența semnalului de la intrare, impulsuri care pot fi divizate mai departe cu un circuit identic.

Divizorul cu circuit basculant bistabil are o funcționare sigură, fără pericolul de divizare eronată, dar are dezavantajul că permite numai divizarea prin doi, și că este destul de complicat.

Pentru divizarea cu factori diferiți de doi se utilizează destul de comod circuite de integrare. Aceste circuite, dacă la intrare li se aplică impulsuri dreptunghiulare, furnizează o tensiune crescătoare în trepte, care apare la bornele unui condensator ce se încarcă progresiv la aplicarea impulsurilor. Pentru obținerea unui anumit factor de divizare *n*, montajul se reglează astfel încît la aplicarea celui de-al *n*-lea impuls, tensiunea la bornele condensatorului să atingă o valoare de prag la care se produce declanșarea unui osci-

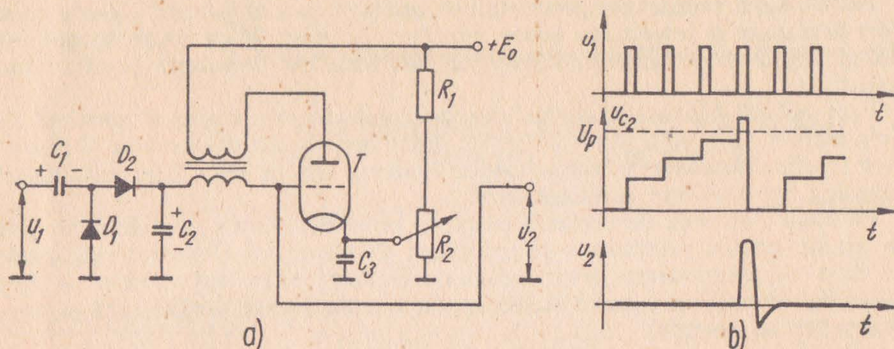


Fig. 7.51. Divizor de frecvență cu oscilator autoblocat și circuit de integrare: *a* — schema circuitului; *b* — forme de tensiune.

lator autoblocat sau a unui circuit basculant monostabil. În figura 7.51,*a* este reprezentată schema unui divizor cu circuit de integrare și oscilator autoblocat.

Se presupune că la intrarea circuitului de integrare se aplică impulsuri pozitive de scurtă durată. În timpul impulsului pozitiv apare un curent care deschide dioda D_2 și parcurge condensatorii C_1 și C_2, încărcîndu-i. Tensiunea la care se încarcă condensatorul C_2 după primul impuls depinde de amplitudinea impulsului aplicat și de raportul dintre capacitățile condensatoarelor C_1 și C_2. După încetarea impulsului, tensiunea de intrare devine egală cu zero. Tensiunea condensatorului C_1, cu polaritatea indicată pe schemă deschide dioda D_1, și condensatorul se descarcă. În schimb condensatorul C_2 rămîne încărcat, deoarece în pauza dintre impulsurile de intrare dioda D_2 este polarizată în sens de blocare.

La aplicarea impulsului următor dioda D_2 se deschide din nou și condensatorul C_2 se încarcă în continuare. Tensiunea care dă naștere la curentul de încărcare este diferența dintre amplitudinea impulsului aplicat și tensiunea de la bornele condensatorului C_2. Deoarece tensiunea U_{c2} crește după fiecare impuls aplicat, curentul de încărcare scade de la impuls la impuls. Astfel treptele de creștere ale tensiunii condensatorului C_2 devin tot mai mici (fig. 7.51, *b*).

Oscilatorul autoblocat nu funcționează continuu, deoarece tensiunea pozitivă aplicată pe catodul tubului prin divizorul format de rezistențele R_1 și R_2 menține tubul blocat. Dacă tensiunea pozitivă care apare pe condensatorul C_2 atinge sau depășește valoarea de prag U_p, egală cu tensiunea catodului minus negativarea de tăiere E_T a curentului anodic, se inițiază un proces de avalanșă și generatorul autoblocat produce un impuls de curent anodic. Curentul de grilă care ia naștere în timpul oscilației trece prin condensatorul C_2, descărcîndu-l și tinzînd să-l încarce cu o tensiune negativă față de masă. Acest lucru este însă împiedicat de diodele D_1 și D_2, care se deschid și șuntează condensatorul C_2.

Astfel, după terminarea procesului de oscilaţie, condensatorul C_2 este complet descărcat şi integrarea poate reîncepe. Impulsurile de ieşire se pot lua din grila sau anodul tubului, după cum sînt necesare impulsuri pozitive sau negative.

Factorul de divizare al circuitului se stabileşte prin reglarea tensiunii de polarizare a catodului. Acest factor nu poate însă depăşi valoarea de 10, deoarece treptele tensiunii condensatorului C_2 devin atît de mici încît stabilitatea divizării nu mai este satisfăcătoare.

Pe lîngă circuitele de divizare descrise, în ultima vreme în echipamentele de studio pentru televiziune se utilizează divizoare cu elemente magnetice cu ciclu de magnetizare dreptunghiular, divizoare care sînt extrem de simple şi de robuste, au o mare stabilitate în funcţionare şi funcţionează cu consum redus de energie.

CAPITOLUL

8

PRINCIPIILE CAPTĂRII IMAGINII, EMISIEI ŞI RECEPŢIEI

A. GENERALITĂŢI

Semnalele electrice prin care se transmite imaginea de televiziune radiodifuzată parcurg un mare număr de circuite electronice, grupate în 3 instalaţii principale: instalaţia de captare a imaginilor (sau de studio), emiţătorul de televiziune şi receptorul de televiziune. În figura 8.1 se prezintă schematic canalul de televiziune.

Instalaţia de captare a imaginilor este plasată în centrul de televiziune şi are rolul de a transforma imaginile vii, înregistrate pe film sau pe bandă magnetică, în semnalele electrice corespunzătoare. Centrul de televiziune are mai multe studiouri în care se creează condiţiile de iluminare şi de insonorizare necesare captării cu ajutorul camerelor de luat vederi şi a microfoanelor, a imaginii şi a sunetului asociat, precum şi o serie de încăperi în care este plasată aparatura electronică care comandă camerele de luat vederi şi prelucrează semnalele provenite de la acestea.

Emiţătorul de televiziune asigură pe calea undelor electromagnetice transmiterea semnalelor de televiziune la receptoarele telespectatorilor. Mărimea razei de acţiune a emiţătorului este determinată de o serie de factori tehnici şi geografici, fiind în orice caz limitată. De aceea, în majoritatea cazurilor emiţătorul nu este plasat la un loc cu studiourile. Dacă distanţa între studio şi emiţător este mică (sub 2—5 km), atunci transmiterea semnalelor de televiziune de la studio la emiţător se poate face printr-un cablu coaxial subteran. Dacă distanţa este mare, atunci programul ajunge la emiţător prin intermediul unui lanţ de radio-relee funcţionînd în gama microundelor. În ultima vreme, datorită dezavantajelor sale, se preferă înlocuirea cablului cu o pere-

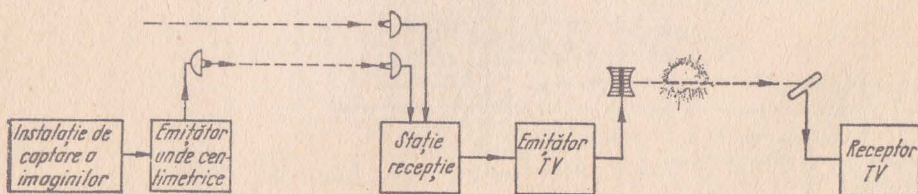


Fig. 8.1. Canalul de transmisiune a semnalului de televiziune.

che de stații de emisie-recepție în gama microundelor, chiar pentru distanțe mici.

Liniile magistrale de radiorelee, pe lîngă transmiterea în diferite puncte ale țării a semnalelor provenite de la studiourile naționale, permit și schimbul internațional de programe de televiziune.

B. INSTALAȚIA DE CAPTARE A IMAGINILOR

1. SCHEMA BLOC A INSTALAȚIEI DE CAPTARE

În instalația de captare a imaginilor se formează semnalul video complet, conținînd semnalele de imagine și de stingere, precum și impulsurile de sincronizare.

Schema bloc mult simplificată a unei instalații de captare se dă în figura 8.2.

În cele mai multe transmisiuni se captează imagini vii, cu ajutorul camerelor videocaptoare *C*, sau imagini înregistrate pe peliculă cinematografică, cu ajutorul instalației de telecinema *TC*.

Semnalele de imagine furnizate de camere sînt transmise prin cabluri la amplificatoarele de canal *AC* unde sînt prelucrate și amplificate. La ieșirile amplificatoarelor de canal sînt conectate aparatele de vizualizare a semnalelor numite monitoare *M*. Apoi semnalele ajung la un pupitru de mixaj și de comutație, unde se realizează selectarea sau amestecarea semnalelor provenite de la diferite surse. La ieșirea pupitrului de mixaj se conectează unul

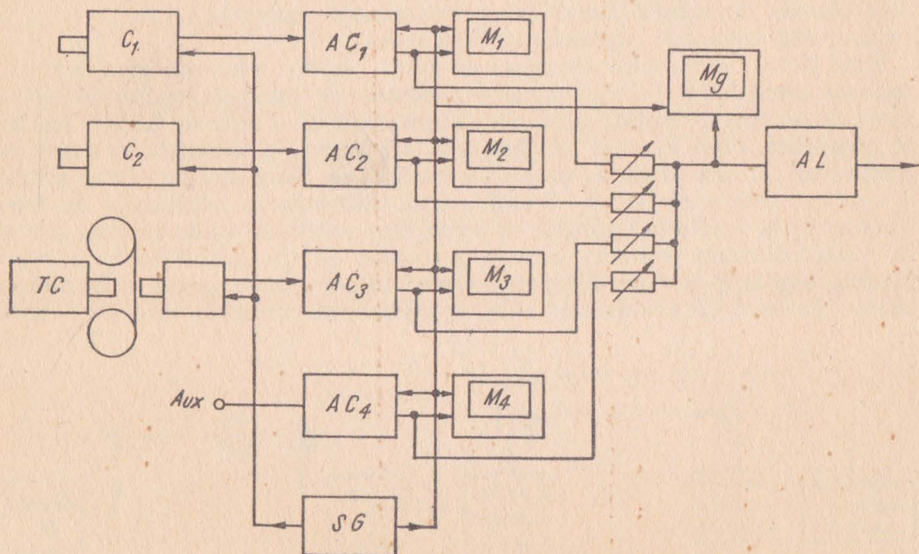


Fig. 8.2. Schema bloc a instalației de captare a imaginilor.

sau mai multe monitoare M_g, cu care se urmăresc imaginile ale căror semnale se transmit la emițătorul de televiziune. După ce semnalele au fost aduse la forma lor definitivă, ele părăsesc studioul printr-o linie care le transmite la emițătorul de televiziune sau la un radioreleu. La intrarea liniei se conectează un amplificator special, numit amplificator linie *(AL)*.

Sincronizarea baleiajelor tuturor agregatelor este asigurată de impulsurile produse în sincrogenerator *SG*.

2. CAMERA VIDEOCAPTOARE

Camera videocaptoare se compune din: tubul videocaptor, sistemul optic cu dispozitivele de manevră, preamplificatorul semnalului de imagine, circuitele de baleiaj și de alimentare ale tubului videocaptor și vizorul electronic.

Schema bloc a părții electronice a camerei se poate urmări în figura 8.3.

Semnalele video obținute la bornele rezistenței de sarcină a tubului videocaptor sînt atît de mici încît nu pot fi transmise la amplificatorul de canal fără a fi amplificate chiar în cameră.

Tuburile videocaptoare generează un curent de semnal de ordinul microamperilor. Pentru a se obține semnale de tensiune utilizabilă, rezistența de sarcină a tubului videocaptor se alege ridicată (de ordinul zecilor, chiar al sutelor de kiloohmi). Deoarece rezistența de ieșire a tubului videocaptor este foarte mare, capacitățile parazite șuntează la frecvențe înalte rezistența de sarcină, atenuînd puternic componentele de frecvență ridicată ale semnalului video. Pentru a uniformiza caracteristica de amplitudine-frecvență, în amplificatorul de cameră se prevede un circuit de corecție. Acest circuit se numește *circuit de corecție de zgomot* deoarece elimină distorsiunile caracteristicii de amplitudine-frecvență apărute prin alegerea unei valori mari pentru rezistența de sarcină, în scopul îmbunătățirii raportului *semnal/perturbație*.

Primul etaj al amplificatorului trebuie să aibă un zgomot propriu cît mai redus. În amplificatoarele cu tuburi, în acest etaj se utilizează totdeauna triode, cu zgomot mic. Uneori se conectează în paralel două triode identice, ca în felul acesta să se dubleze panta și, în consecință, amplificarea etajului.

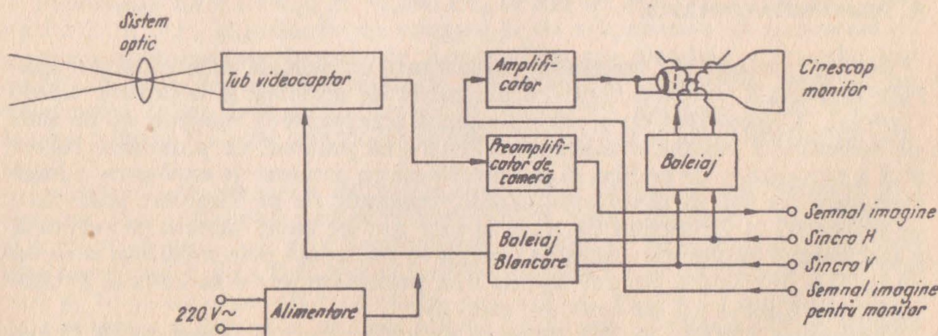


Fig. 8.3. Schema bloc a camerei videocaptoare.

Ultimul etaj al amplificatorului este un repetor catodic, care asigură impedanța de ieșire mică (75 Ω) necesară adaptării cablului coaxial prin care se transmite semnalul la amplificatorul de canal. Amplitudinea semnalului transmis prin cablu este de ordinul 0,3 V vîrf la vîrf.

Generatoarele de baleiaj produc impulsurile necesare alimentării sistemului de deflexie a tubului videocaptor. În aceeași unitate se formează și impulsurile care blochează fasciculul analizor pe timpul curselor inverse. Sincronizarea baleiajelor se face cu ajutorul unor impulsuri provenite de la sincrogenerator.

Operatorul camerei urmărește imaginile captate cu ajutorul vizorului electronic. Acesta constă dintr-un mic cinescop de bună calitate, dintr-un amplificator video și un bloc de baleiaj. Amplificatorul video primește semnalele de la ieșirea amplificatorului de canal și le aplică pe catodul cinescopului.

3. AMPLIFICATORUL DE CANAL

Amplificatorul de canal este un amplificator de bandă largă (>6 MHz) care are rolul de a amplifica semnalele video de intrare, avînd o tensiune de circa 0,3—1 V_{vv} la valoarea standardizată de 1 V_{vv} și de a efectua o serie de corecții asupra semnalului, printre care și compensarea distorsiunilor de pată neagră. Aceste distorsiuni se elimină cu ajutorul unor tensiuni în dinte de ferăstrău, parabolice sau sinusoidale, de frecvența liniilor și a semicadrelor, care se însumează cu semnalul de imagine. Amplitudinea, polaritatea și faza tensiunilor de corecție sînt reglabile automat sau manual de către un operator.

Datorită unor perturbații inerente, palierele impulsurilor de stingere din semnalul dat de cameră nu sînt drepte. În amplificatorul de canal se elimină aceste neuniformități, prin însumarea la semnal a unor impulsuri de stingere de mare amplitudine și prin limitarea crestei impulsurilor rezultate. Prin aceasta neuniformitățile trec dincolo de nivelul de limitare, și după limitare, semnalul de stingere rezultă „curat".

4. TELECINEMATOGRAFUL

Pentru transmiterea imaginilor înregistrate pe peliculă se utilizează o aparatură specială compusă dintr-un dispozitiv de proiecție și o cameră videocaptoare. Dispozitivul de proiecție asigură transpunerea imaginii de pe film pe fotocatodul tubului videocaptor. Pentru ca procesul de proiectare succesivă a secvențelor de pe film să nu interfereze cu procesul de explorare a imaginii care are loc în tubul videocaptor, imaginile de pe film sînt proiectate pe fotocatod în intervalele de timp în care are loc cursa inversă pe verticală a fasciculului explorator. Această cerință se realizează prin modificarea de la 24 la 25 a numărului de secvențe de film proiectate într-o secundă și proiectînd fiecare secvență de două ori succesiv.

Deplasarea filmului se face de către un motor sincron alimentat de la rețeaua de energie electrică a cărei frecvență sincronizează procesul de explorare.

Acest procedeu de transmitere a filmelor se numeşte „analiză în negru", deoarece relieful de potenţial se formează în timpul curselor inverse pe verticală, iar analiza se face în momentele cînd obturatorul de proiecţie este închis. Creşterea vitezei de deplasare a filmului de la 24 la 25 de secvenţe pe secundă nu este sesizabilă în viteza obiectelor în mişcare şi produce o modificare tolerabilă a înălţimii sunetelor înregistrate. Pentru a evita chiar şi aceste modificări, filmele destinate special televiziunii se înregistrează cu viteza de 25 secvenţe pe secundă.

5. SINCROGENERATORUL

Sincrogeneratorul este un generator care furnizează impulsurile de sincronizare orizontală şi verticală, impulsurile de stingere şi impulsurile numite „de comandă locală". Sincrogeneratorul se poate împărţi în două unităţi cu funcţiuni distincte (fig. 8.4):

— partea de temporizare, în care se stabilesc intervalele precise de timp dintre diferitele impulsuri;

— partea de formare, în care pe baza comenzilor sosite de la partea de temporizare se generează impulsurile de sincronizare şi stingere.

În partea de temporizare a sincrogeneratorului se află un oscilator care lucrează pe dublul frecvenţei liniilor, adică pentru norma de 625 linii pe 31 250 Hz. Frecvenţa acestor impulsuri se divide cu ajutorul unui circuit divizor cu 2, obţinîndu-se frecvenţa liniilor. Frecvenţa de 31 250 Hz este divizată şi de o serie de divizoare cu 5, avînd factorul total de divizare egal cu 625. La ieşirea acestor divizoare se obţine frecvenţa cadrelor, de 50 Hz.

S-a arătat că deflexia verticală este sincronizată cu frecvenţa reţelei de curent alternativ de 50 Hz pentru a elimina interferenţele care ar rezulta altfel datorită reţelei. Pentru aceasta, impulsurile de 50 Hz rezultate din divizorul de 625 a sincrogeneratorului sînt comparate cu faza curentului alternativ de reţea. Comparatorul de fază care face această operaţie produce o tensiune continuă, care depinde ca mărime şi semn de diferenţa de fază constatată. Această tensiune este adusă la oscilatorul de 31 KHz şi reglează frecvenţa acestuia în aşa fel încît să se anuleze diferenţa de fază.

Impulsurile de frecvenţă de 31 250 Hz, 15 625 Hz şi 50 Hz ajung în partea de formare. Aici impulsurile de stingere şi de sincronizare se generează cu ajutorul unor circuite basculante monostabile sau bistabile comandate de partea de formare. Impulsurile de 50 Hz servesc la producerea impulsurilor de stingere cadre, cele de 15 625 Hz la producerea impulsurilor de stingere şi sincronizare linii, iar cele de 31 250 Hz la producerea impulsurilor de egalizare.

Impulsurile de comandă locală sînt impulsuri simple de sincronizare linii şi cadre, care se folosesc pentru comanda baleiajelor camerelor videocaptoare şi a monitoarelor. Ceea ce caracterizează impulsurile de comandă locală linii este posibilitatea de a fi în avans faţă de impulsurile de sincronizare de linii care se transmit la emiţător. Avansul este necesar pentru a compensa timpul de propagare a impulsurilor de-a lungul cablurilor. Camerele videocaptoare pot fi conectate uneori cu restul instalaţiei prin cabluri de lungime de zeci

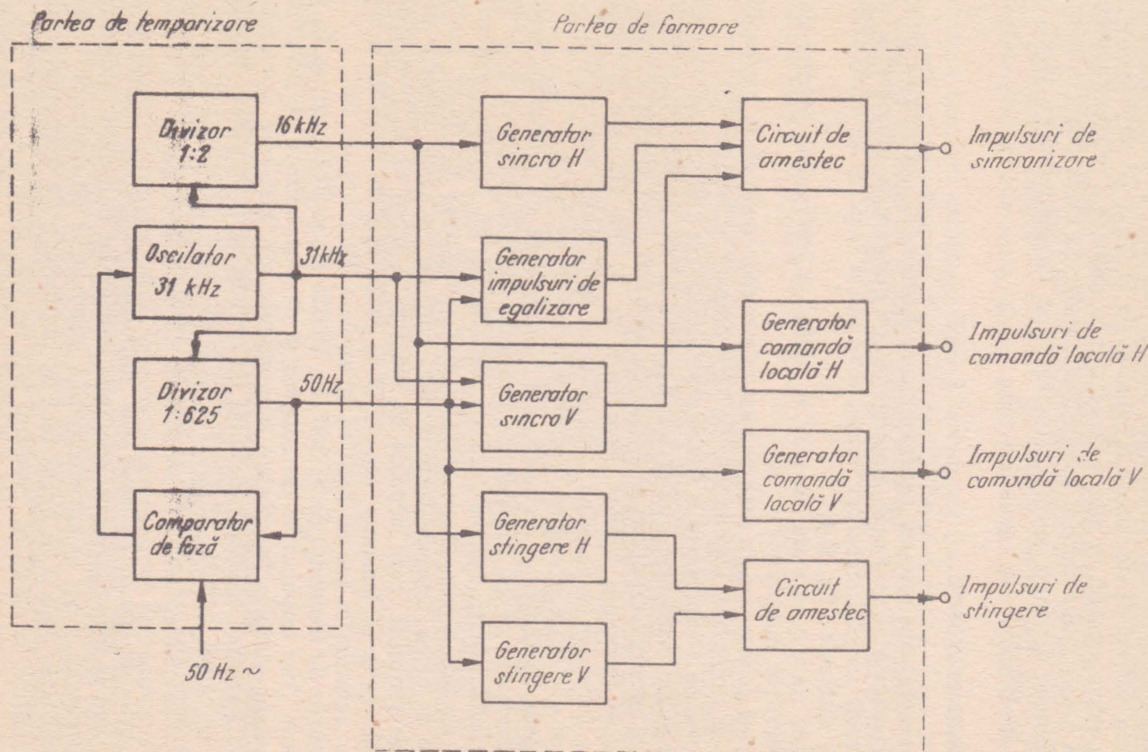


Fig. 8.4. Schema bloc a sincrogeneratorului.

de metri. Impulsurile de comandă parcurg o dată cablul de la sincrogenerator la cameră, unde declanșează cursele inverse ale baleiajului orizontal, apoi, fiind cuprinse în semnal, revin prin cablu la amplificatorul de canal. Astfel impulsurile de stingere din semnalul dat de cameră sînt sesizabil întîrziate față de impulsurile de stingere produse de sincrogenerator.

Decalajul dintre impulsurile de sincronizare pentru televizoare și impulsurile de comandă locală se obține cu ajutorul unor circuite de întîrziere reglabilă introduse pe circuitul impulsurilor de frecvența liniilor. La frecvența cadrelor decalajul este neglijabil și nu se prevăd circuite de compensare.

Sincrogeneratorul este o parte importantă a instalației de captare a imaginilor, de aceea el trebuie să aibă o foarte bună stabilitate în funcționare. Din acest motiv în sincrogeneratoarele moderne tuburile electronice sînt înlocuite cu elemente semiconductoare.

C. INSTALAȚIA DE EMISIE

1. SCHEMA BLOC A EMIȚĂTORULUI

În figura 8. 5 este prezentată schema bloc simplificată a unui emițător de televiziune. Funcționarea acestei scheme poate fi urmărită foarte ușor.

Cele două emițătoare, cel de imagine *5* și cel de sunet *6* se conectează la intrările unui filtru de separare a frecvențelor ultraînalte denumit și diplexer *4*. Rolul acestui filtru este de a permite trecerea semnalului de la ambele emițătoare spre antenă, nepermițînd însă trecerile parazite ale semnalului emițătorului de imagine spre emițătorul de sunet sau viceversa.

În felul acesta se creează posibilitatea utilizării unei singure antene pentru ambele emițătoare. Antena este alimentată de un fider *2* care are forma unei linii coaxiale, cu dielectric solid sau aer, dimensionată corespunzător puterii emițătoarelor.

Semnalele sînt radiate în spațiu de către antena *1*.

Antena artificială *3* se folosește în timpul reglajelor emițătorului pentru a nu radia în eter diverse sem-

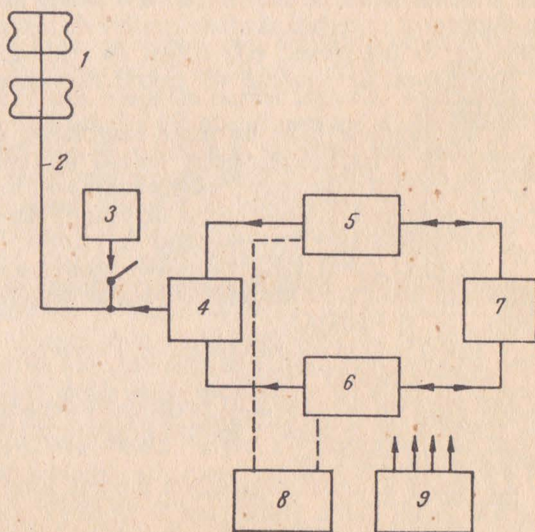


Fig. 8.5. Schema bloc simplificată a unei stații de TV.

nale distorsionate. Ea constă dintr-o rezistență de mare putere, răcită forțat cu apă sau cu aer.

Instalația de comandă și control 7 permite controlul semnalului la intrarea, ieșirea sau în diverse puncte intermediare din emițător, precum și comanda unor manevre.

În componența stației mai intră și o instalație de răcire 8 cu aer sau apă, avînd o capacitate proporțională cu puterea emițătorului, precum și o unitate de electroalimentare 9.

2. EMIȚĂTORUL DE IMAGINE

Din punct de vedere funcțional, elementele ce intră în componența unui emițător de televiziune sînt, cel puțin la prima vedere, aceleași cu ale unui emițător obișnuit de radiodifuziune. Din cauza faptului că banda transmisă este mult mai largă și datorită funcționării în gama frecvențelor ultraînalte schemele diverselor subansambluri au o serie întreagă de particularități. Din aceleași motive randamentul acestor emițătoare este considerabil mai scăzut.

Așa cum am arătat în capitolul IV, în televiziunea radiodifuzată se utilizează modulația de amplitudine cu suprimarea parțială a unei benzi laterale. În acest scop caracteristica de frecvență a emițătorului prezintă flancuri abrupte, ceea ce duce la distorsionări ale caracteristicii de fază.

În emițătoarele actuale de imagine se folosește, din motive economice, schema de modulație prin variația negativării unuia dintre etaje. Modulația anodică nu a putut cîștiga teren din cauză că este foarte dificil să se realizeze un transformator de modulație cu o bandă atît de largă și apoi, în acest caz, modulatorul ar trebui să aibă o putere de același ordin cu a etajului modulat, ceea ce, de asemenea, este dificil de realizat.

Emițătorul de imagine va trebui să conțină deci următoarele elemente principale:

— un oscilator pilot de mare stabilitate, de obicei un oscilator cu cuarț, lucrînd pe o frecvență relativ redusă (de ordinul megahertzilor);

— un număr de etaje multiplicatoare de frecvență destinate obținerii valorii nominale a purtătoarei în funcție de canalul respectiv;

— amplificatoare intermediare de putere;

— amplificatorul final de putere; acest amplificator conține de obicei și filtrele de bandă cu ajutorul cărora se realizează forma definitivă a caracteristicii de frecvență;

— instalația de modulație cu un sistem de refacere a componenței continue și un amplificator video.

Din punctul de vedere al etajului pe care se aplică modulația, emițătoarele de televiziune se împart în trei grupe: cu modulație la nivel mare, la nivel mediu și la nivel mic.

În figura 8.6 este prezentată schema unui emițător de imagine cu modulație la nivel mare. După cum se observă numai etajul final 4 este modulat prin variația negativării. Oscilatorul pilot 1, etajele multiplicatoare 2, precum și etajul prefinal 3 sînt etaje de bandă îngustă. Modulatorul conține ampli-

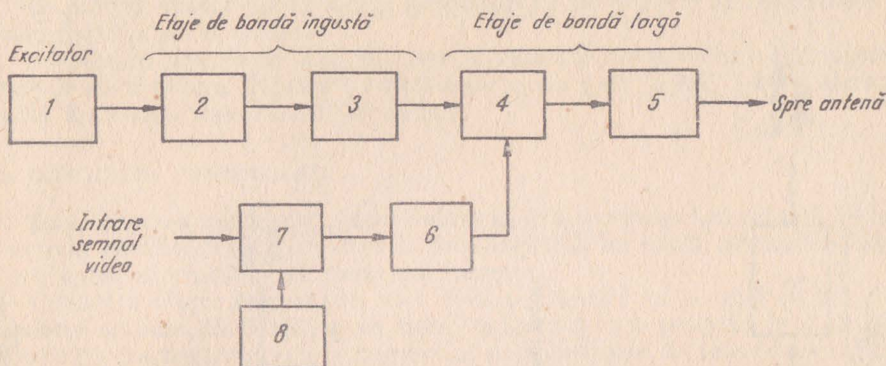


Fig. 8.6. Schema bloc a emițătorului de imagine cu modulație la nivel mare.

ficatoarele video *7* și *6* și sistemul de refacere a componentei continue *8*. Amplificatorul final trebuie să aibă o bandă largă de trecere și împreună cu filtrele de bandă *5* să asigure suprimarea parțială a benzii laterale inferioare.

Un emițător construit după o asemenea schemă conține puține etaje intermediare, și deci acordul se face relativ ușor. Dezavantajul schemei constă în faptul că modulatorul este foarte complicat.

La ieșirea amplificatorului video *6* trebuie să se obțină o valoare a semnalului de la 500 la 600 V_{vv}.

Etajele modulatorului lucrînd de obicei în clasă A, rezultă că randamentul lor va fi scăzut, ceea ce va influența negativ randamentul global al emițătorului.

În figura 8. 7 este prezentată schema bloc a unui emițător de televiziune cu modulație la nivel mediu. Se observă că oscilatorul pilot *1*, multiplicatoarele *2* și etajul intermediar *3* sînt etaje de bandă îngustă. Modulația se realizează prin variația negativării tubului din etajul prefinal *4*. Modulatorul conținînd amplificatoarele video *7* și *8*, precum și sistemul de restabilire a componentei continue *9*, este mult mai simplu decît cel din cazul anterior datorită faptului că trebuie să asigure la ieșire un semnal doar de 80—90 V_{vv}. Datorită faptului că etajul prefinal *4* și etajul final *5* sînt amplificatoare de undă modulată, cu banda largă, acordul este mult mai dificil decît în cazul precedent. Avantajul sistemului constă în economicitatea modulatorului și în construcția simplificată a filtrelor de bandă *6* de la ieșirea etajului final.

În figura 8. 8 se reprezintă schema bloc a unui emițător de televiziune cu modulație la nivel mic. Se observă că modulația se obține prin variația negativării primului etaj *3* ce urmează după multiplicatoarele de frecvență. Acest etaj, etajul prefinal *4* și etajul final *5*, vor fi amplificatoare de undă modulată cu bandă largă. Modulatorul este foarte simplu, el conținînd doar amplificatorul video *6* și sistemul de restabilire a componenței continue 7. Forma caracteristicii de frecvență este asigurată de etajele de bandă largă, așa că filtrul de bandă poate lipsi. Dezavantajul schemei constă în reglajul foarte laborios al etajelor de undă modulată.

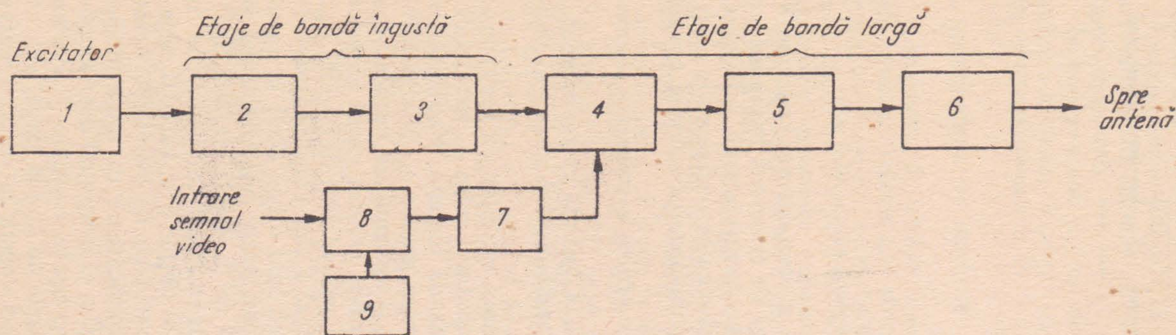


Fig. 8.7. Schema bloc a emițătorului de imagine cu modulație la nivel mediu.

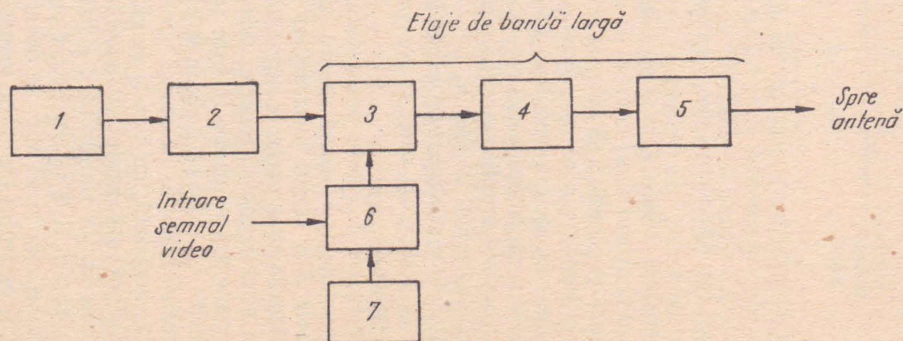


Fig. 8.8. Schema bloc a emițătorului de imagine cu modulație la nivel mic.

În prezent marea majoritate a emițătoarelor de imagine se construiesc cu modulație la nivel mediu.

Schema cu modulație la nivel mare se folosește rar și numai în emițătoarele de mică putere. Schema cu modulație la nivel mic a fost practic abandonată din cauza reglajului foarte dificil.

3. GENERAREA PURTĂTOAREI

După cum s-a mai arătat, marea majoritate a receptoarelor actuale folosesc metoda bătăilor între purtătoarele de imagine și de sunet pentru obținerea frecvenței intermediare de sunet din receptor.

Diferența dintre frecvențele celor două purtătoare va fi egală cu 6,5 MHz (pentru standardul OIRT) și va trebui asigurată cu o precizie de 2—3 kHz. Datorită creșterii continue a numărului de emițătoare de televiziune, și deci a posibilităților de perturbare reciprocă a emițătorilor, normele internaționale cer asigurarea stabilității frecvențelor purtătoare cu o precizie de $\pm$ 200 Hz.

O asemenea precizie nu se poate obține decît prin folosirea unor oscilatoare cu cuarț introdus în termostat.

Pentru exemplificare, în figura 8. 9 se prezintă schema unui astfel de excitator. După cum se observă, primul etaj al excitatorului este un oscilator cu cuarț echipat cu o pentodă de radiofrecvență. Etajul al doilea este un separator echipat cu o pentodă cu panta mare. Etajul al treilea (final) este echipat, de asemenea, cu o pentodă cu pantă mare.

Frecvența cuarțului va fi un submultiplu al frecvenței purtătoare a emițătorului de imagine; excitatorul va lucra în general pe frecvențe cuprinse între 5 și 10 MHz, funcție de canalul respectiv.

Pentru a se asigura o funcționare stabilă, primul etaj al excitatorului este construit după o schemă cu ieșire aperiodică. Cuarțul este montat între grilă și anodă, iar capacitățile C_3 și C_1 împreună cu capacitățile

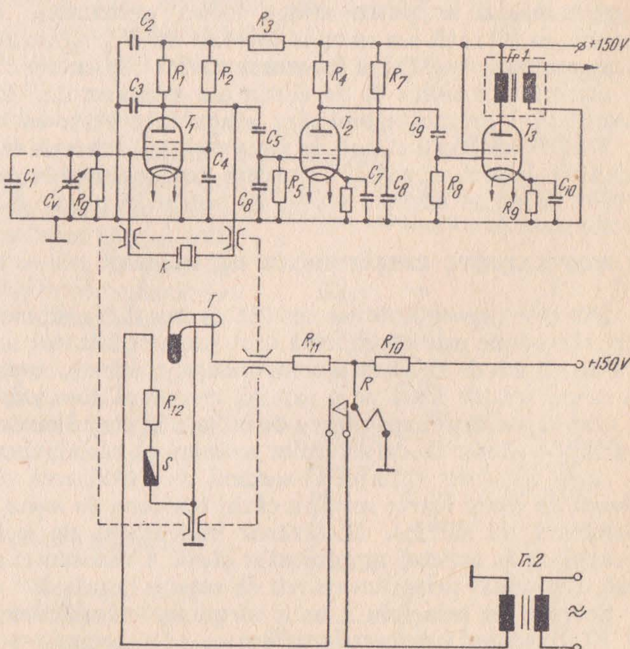


Fig. 8.9. Schema excitatorului emițătorului de imagine.

interne ale tubului formează celelalte două elemente ale oscilatorului. Pentru un acord precis al frecvenței s-a introdus în schemă trimerul C_v în paralel cu C_1. Pentru micșorarea influenței variației temperaturii mediului ambiant asupra oscilatorului cu cuarț, rezonatorul cu cuarț se montează într-un termostat în care se menține o temperatură constantă de 70° ± 0,5°C.

Etajul separator al excitatorului este un amplificator *RC* obișnuit. Tensiunea la grila sa se aplică prin divizorul capacitiv format din C_5 și C_6.

Etajul final al excitatorului primește tensiunea pe grilă prin intermediul condensatorului de cuplaj C_9. În circuitul său anodic este montat un transformator de adaptare Tr_1.

În figura 8. 9 s-au prezentat și elementele de bază ale sistemului de comandă a termostatului. Încălzirea termostatului se face prin rezistența R_{12}, bobinată pe pereții camerei cuarțului. Temperatura constantă este asigurată cu ajutorul unui termometru cu mercur *T* a cărui coloană închide un contact în momentul în care temperatura atinge 70,5°C. Datorită acestui contact se cuplează rezistența R_{11} în paralel cu rezistența *R*, căderea de tensiune pe R_{10} devine foarte mare, și deci releul se eliberează, contactul său de lucru se desface și deconectează rezistența de încălzire.

La scăderea temperaturii contactul termostatului se desface, releul *R* se atrage și conectează rezistența de încălzire.

În cazul în care sistemul de reglaj se defectează, temperatura în camera termostatului ar putea atinge valori periculoase. Pentru a preîntîmpina asemenea situații s-a montat în serie cu R_{12} siguranța *S*, care se topește la temperatura de 90°C și întrerupe astfel alimentarea rezistenței R_{12}.

Circuitele anodice și de ecran ale excitatorului împreună cu schema de comandă a termostatului sînt alimentate dintr-un redresor stabilizat.

Etajele multiplicatoare de frecvență ce urmează excitatorului sînt de construcție clasică și, avînd în vedere randamentul în general scăzut al acestor etaje, în ele se folosesc tuburi de putere în jur de 50 W.

4. MODULATORUL EMIȚĂTORULUI DE IMAGINE

Din cele expuse anterior rezultă că instalația de modulație a unui emițător de televiziune este constituită dintr-un amplificator de bandă largă, prevăzut cu un sistem de refacere a componenței continue, capabil să furnizeze la ieșire tensiuni relativ mari pe o sarcină complexă formată prin legarea în paralel a unei capacități (capacitatea de intrare în etajul modulat) și a unei rezistențe variabile (datorită caracterului neliniar al variației curentului de grilă).

Acest caracter variabil al sarcinii cere utilizarea unui etaj final cu impedanță de ieșire foarte mică, a cărui tensiune de ieșire este aproximativ independentă de sarcină. Micșorarea impedanței de ieșire se poate face prin înlocuirea la un etaj amplificator clasic a rezistenței anodice cu un al doilea tub, comandat printr-un circuit de reacție negativă.

Schema de principiu a unui asemenea amplificator este arătată în figura 8. 10. În scopul înțelegerii mai ușoare a fenomenelor s-a figurat numai schema în curent alternativ. Se observă că în locul obișnuitei rezistențe anodice fixe în paralel cu rezistența exterioară s-a conectat un tub electronic de sarcină.

Din punct de vedere continuu, cele două tuburi sînt conectate în serie și fiind de obicei identice, curenții lor medii pot fi făcuți egali. La grila tubului de sarcină se aduce prin dispozitivul de reacție o tensiune în opoziție de fază cu tensiunea de pe grila tubului amplificator.

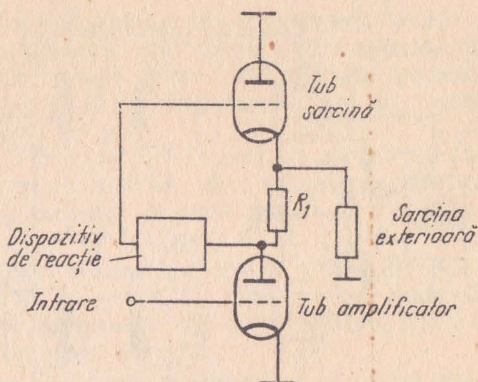


Fig. 8.10. Etajul amplificator cu tub de sarcină dinamică.

După cum se observă, această tensiune se obține la bornele rezistenței de cuplaj R_1.

Se vede ușor că în cazul scăderii, de exemplu, a rezistenței exterioare impedanța tubului regulator crește și invers. Rezultă deci că tubul amplificator propriu-zis va lucra cu o sarcină constantă.

Practic rezistența exterioară avînd din punctul de vedere al curentului alternativ unul dintre capete legat de masă, este avantajos ca principiul sus-menționat să fie aplicat repetorului catodic.

În figura 8. 11 se reprezintă un asemenea montaj cunoscut sub numele de repetor c atodic compus.

În acest montaj semnalul se aduce la grila tubului se sus (amplificator), tubul de jos avînd rolul de sarcină dinamică a repetorului.

Aceste amplificatoare, pe lîngă impedanța de ieșire mică, mai au și alte avantaje însemnate, ca, de pildă: consum de energie considerabil mai mic decît amplificatoarele cu scheme clasice (din cauza lipsei rezistenței anodice în care, în cazul schemei clasice, se consumă o cantitate apreciabilă de energie) și distorsiuni neliniare mici.

În privința celorlalte elemente ale modulatorului, și anume amplificatorul video de intrare și sistemul de axare, ele au fost descrise anterior și nu vom mai insista asupra lor.

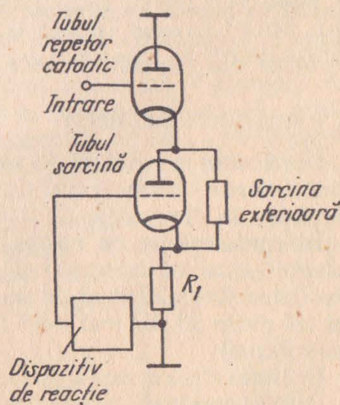


Fig. 8.11. Repetor catodic compus.

5. ETAJUL FINAL AL EMIȚĂTORULUI DE IMAGINE

Din cele menționate la începutul acestui subcapitol rezultă că amplificatorul final al emițătorului de imagine trebuie să fie un amplificator liniar, de înaltă frecvență și de bandă largă.

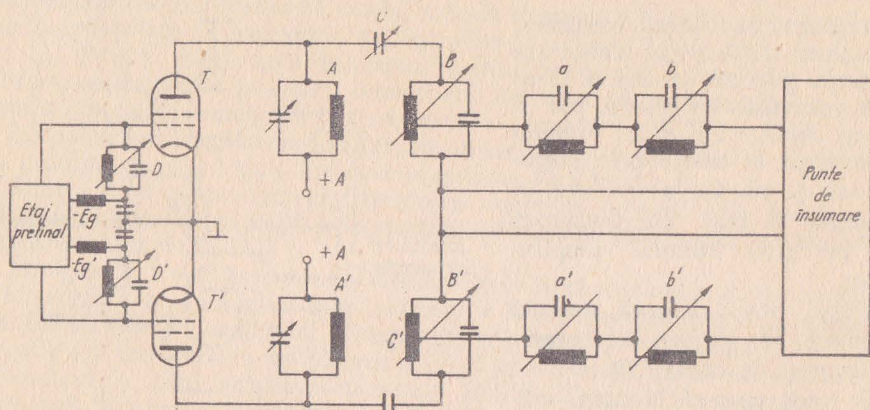


Fig. 8.12. Schema simplificată a etajului final al emițătorului de imagine.

Aceste considerente determină alegerea unei scheme de amplificator simetric, echipat cu tuburi de putere mare și conținînd circuite complexe care să permită obținerea formei dorite a caracteristicii de frecvență.

În figura 8. 12 se dă schema simplificată a unui asemenea amplificator. După cum se observă, chiar amplificată, schema este destul de complexă. Amplificatorul conține două tetrode de putere *T* și *T'*. Fiecare dintre tuburi are ca sarcină un sistem de circuite cuplate (*A* și *B* pentru *T* respectiv *A'* și *B'* pentru *T'*). Cuplajul între circuite se realizează prin capacitățile variabile *C* și *C'*. Circuitele *A*, *A'*, *B*, *B'*, *D* și *D'* sînt circuite de bandă largă, deci cu un factor de calitate mic.

Atenuarea flancurilor caracteristicii de frecvență se asigură cu ajutorul circuitelor rejectoare *a*, *a'*, *b*, și *b'*.

În privința realizării constructive, ea diferă esențial de la o bandă la alta. Astfel în banda I circuitele se construiesc cu constante concentrate (inductanțe și capacități), iar în banda II și III circuite cu constante distribuite formate din cantități rezonante și linii coaxiale.

6. EMIȚĂTORUL DE SUNET

După cum am arătat în capitolele precedente, pentru transmisia programului sonor asociat celui de televiziune se utilizează un emițător separat modulat în frecvență.

În conformitate cu norma OIRT aplicată la noi în țară emițătorului de sunet i se alocă un canal de radiofrecvență de 250 kHz. Puterea radiată parazitar de emițătorul de sunet în afara limitelor acestui canal trebuie să fie cu cel puțin 20 dB mai mică decît puterea radiată pe purtătoare (în absența modulației).

Deviația de frecvență este de $\pm$ 50 kHz.

Banda nominală a frecvențelor de modulație este cuprinsă între 30 și 15000 Hz. În scopul îmbunătățirii raportului semnal/zgomot la recepție,

înainte ca semnalul de modulație să intre în modulatorul de frecvență, se face o preaccentuare a frecvențelor înalte cu ajutorul unui circuit cu o constantă de timp de 50 μs. Evident că la recepție trebuie să se facă operația inversă, dezaccentuarea acestor frecvențe, cu un circuit de dezaccentuare cu o constantă de timp, de asemenea, egală cu 50 μs.

Din cele expuse mai sus rezultă că emițătorul de sunet are caracteristicile unui emițător de radiodifuziune pe unde metrice, deci schema sa bloc va trebui să fie asemănătoare cu a unui emițător de acest gen.

O asemenea schemă bloc este prezentată în figura 8. 13.

Semnalul de la studiou este amplificat în amplificatorul de audiofrecvență *1* după care atacă oscilatorul modulat în frecvența *2*. Urmează un multiplicator de frecvență *3*, un amplificator intermediar *4* și amplificatorul final *5*, după care semnalul iese din emițător spre antenă.

Multiplicatorul de frecvență, amplificatorul intermediar și etajul final vor fi străbătute de semnalul modulat în frecvență, deci vor trebui să aibă banda de trecere suficient de largă. În general însă, asigurarea acestei benzi (maximum 250 kHz) nu pune probleme în cazul undelor ultrascurte.

Singurul etaj care ridică probleme este oscilatorul modulat în frecvență. La primele emițătoare de televiziune, ce lucrau în general în banda *I*, s-au utilizat oscilatoare *L C* modulate în frecvență cu ajutorul tuburilor de reactanță. Acest sistem era relativ simplu și economic, dar nu oferea suficientă stabilitate de frecvență, drept care a fost abandonat.

S-a văzut că o asemenea stabilitate nu se poate obține decît cu un oscilator cu cuarț termostat. Principala dificultate constă în modularea în frecvență a unui asemenea generator.

Metoda cea mai răspîndită este cea în care modulația de frecvență se obține indirect din cea de fază cu ajutorul unui circuit obișnuit de corecție în circuitul de amplificare al semnalului modulator. În schimb, modulația în fază este obținută prin modulația în poziție a impulsurilor, destul de binecunoscută în prezent, utilizîndu-se partea liniar crescătoare a unei tensiuni în dinți de ferăstrău. În literatura străină această metodă a căpătat denumirea de „modulație serassoid". Principiul acestui sistem de modulație poate fi înțeles urmărind figura 8. 14. Tensiunea de la ieșirea oscilatorului cu cuarț *1* ajunge la un dispozitiv care transformă tensiunea sinusoidală în impulsuri de scurtă durată, cu o frecvență de repetiție egală cu frecvența cuarțului, pe care apoi le amplifică. Aceste impulsuri comandă un generator de tensiune în dinți de ferăstrău *3*, cu o liniaritate mare a dinților. Partea superioară a dintelui este tăiată în momentul apariției curentului de grilă în tubul modulatorului *4*, pe grila căruia ajunge această tensiune. În circuitul anodic al modulatorului apar impulsuri de tensiune cu o formă asemănătoare literei π, care ulterior sînt amplificate și diferențiate. Cînd semnalul de audiofrecvență intră în circuitul

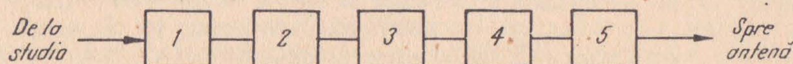


Fig. 8.13. Schema bloc a emițătorului de sunet.

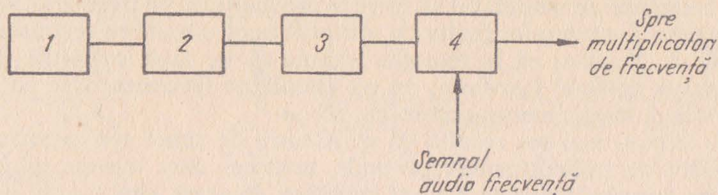


Fig. 8.14. Schema bloc a excitatorului cu cuarț cu modulație de frecvență obținută prin modulație de poziție a unor impulsuri.

catod al modulatorului, se modifică nivelul la care se taie caracteristica în dinte de ferăstrău, prin urmare și durata impulsurilor în formă de π din circuitul anodic. Cu alte cuvinte se modulează poziția frontului anterior al acestor impulsuri, și după derivarea impulsurilor și eliminarea prin limitare a impulsurilor corespunzătoare fronturilor posterioare se obțin impulsuri modulate în poziție. Deoarece frecvența inițială a generatorului este mică (de ordinul 100—300 kHz), urmează o multiplicare a frecvenței.

Avantajele acestei metode constau în simplitatea relativă a schemei, în siguranța în funcționare și într-o liniaritate bună. La excitatoarele modulate în frecvență la care se folosește această schemă, coeficientului de distorsiuni neliniare nu depășește valoarea de 1%, cu excepția domeniului frecvențelor modulatoare foarte joase.

7. FILTRUL DE SEPARARE (DIPLEXERUL)

Filtrul de separare folosește proprietățile liniilor în $\frac{\lambda}{4}$ și se realizează prin combinarea mai multor segmente de linie care prezintă teoretic o impedanță la intrare infinită pentru frecvența medie din banda de trecere și impedanță nulă pentru frecvența medie din banda ce trebuie rejectată.

D. RECEPTOARE DE TELEVIZIUNE

Construcția unui televizor poate fi influențată de factori dependenți atît de emisie cît și de recepție. Televizoarele sînt construite pentru a recepționa una sau mai multe emisiuni funcție de normele după care funcționează emițătoarele respective. Astfel sînt receptoare de televiziune care pot recepționa numai emisiuni pe standard CCIR sau numai emisiuni pe standard OIRT. Unele receptoare de televiziune sînt construite pentru recepționarea emisiunilor pe ambele standarde pe anumite canale, schimbarea făcîndu-se printr-o simplă comutare. Prin adaptarea unui selector UIF (ultraînaltă frecvență) se pot recepționa și emisiuni în banda de 400—800 MHz.

La început s-au construit receptoare de televiziune cu căi separate de amplificare pentru semnalele de imagine și sunet. Receptoarele de televiziune moderne folosesc sistemul de amplificare cu cale comună pentru ambele

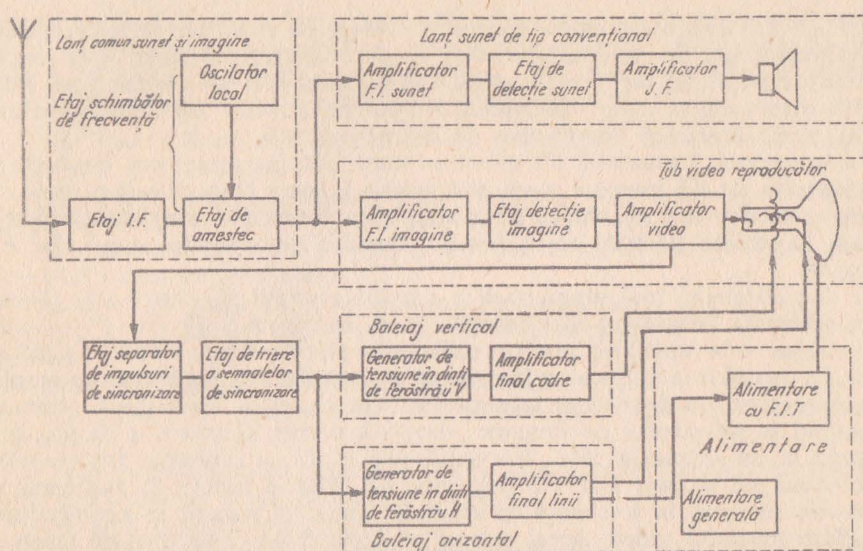


Fig. 8.15. Schema bloc a unui televizor cu simplă schimbare de frecvență și lanț de sunet convențional.

semnale imagine și sunet. Schema bloc a unui receptor TV cu cale comună este arătată în figura 8. 15.

La fel ca în receptoarele radio se disting două moduri de amplificare a semnalului de înaltă frecvență modulat: amplificarea directă și amplificarea prin schimbarea de frecvență. Metoda amplificării directe a fost folosită odinioară, astăzi se întîlnește foarte rar și nu este practic aplicabilă decît pentru banda *I*.

Partea de înaltă frecvență a unui receptor de televiziune superheterodină este reprezentată în schema bloc din figura 8. 16. Pentru recepția în benzile *I*, *II* și *III* frecvența intermediară este aleasă de frecvență mai joasă decît aceea a canalului 1, din banda *I*.

Pentru recepția în benzile *IV* și *V* se procedează fie în același mod, fie într-un mod puțin diferit, folosind întîi o frecvență intermediară egală cu frecvența unuia dintre canalele din banda *I* sau *III* (aproape totdeauna un canal din banda *I*), apoi se procedează la o nouă schimbare de frecvență.

Sunetul este transmis cu modulație de frecvență în majoritatea standardelor mondiale, mai puțin standardului englez, francez și belgian, de 819 linii.

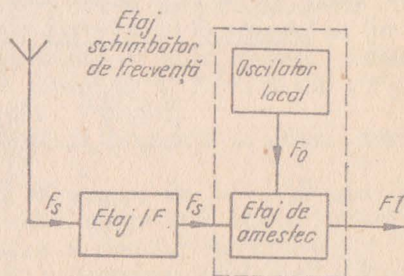


Fig. 8.16. Schema bloc a schimbării de frecvență într-un televizor superheterodină.

În figura 8. 17 sînt rezumate tipurile de recepţie a sunetului în televizoarele superheterodină. În primul procedeu *1*, purtătoarea *FI* sunet este luată imediat după etajul de amestec şi este amplificată într-un amplificator frecvenţă intermediară sunet, demodulată apoi de un etaj de detecţie sunet, după care urmează o amplificare de audiofrecvenţă.

În procedeul *2* semnalul *FI* sunet se amplifică într-unul sau două etaje ale lanţului de *FI* imagine, apoi este trimis într-un lanţ de sunet separat. Acest procedeu are avantajul de a simplifica întrucîtva amplificatorul *FI* sunet, în schimb necesită rejecţii mai puternice de sunet în restul căii *FI* imagine.

O amplificare şi mai pronunţată a amplificatorului *FI* sunet este făcută prin aplicarea sistemului intercarrier (*3—4*) în figura 8. 17.

Sistemul este aplicabil pentru emisiunile standardelor OIRT, CCIR şi FCC. El constă în amplificarea frecvenţei intermediare de sunet într-un amplificator comun cu frecvenţa intermediară de imagine. Cele două semnale ajungînd la detectorul de imagine, datorită curbei neliniare a diodei dau naştere la un semnal a cărui frecvenţă este egală cu diferenţa frecvenţelor celor două purtătoare (6,5, 5,5 respectiv 4,5 MHz şi funcţie de standard) şi care este modulat în frecvenţă cu semnalul audio, şi parazit în amplitudine, de către semnalul video. Acest semnal se preia după detectorul de imagine şi se amplifică în continuare într-un al doilea amplificator de frecvenţă intermediară. Semnalul audio se obţine după limitarea oscilaţiilor de frecvenţă intermediară (în scopul eliminării modulaţiei parazite de amplitudine) printr-o demodulare de frecvenţă.

Avantajele sistemului intercarrier sînt:

— simplificare importantă a amplificatorului de frecvenţă intermediară sunet;

— o mare independenţă a recepţiei sunetului în raport cu dezacordul oscilatorului local. Spre deosebire de procedeele *1* şi *2* în care valoarea frec-

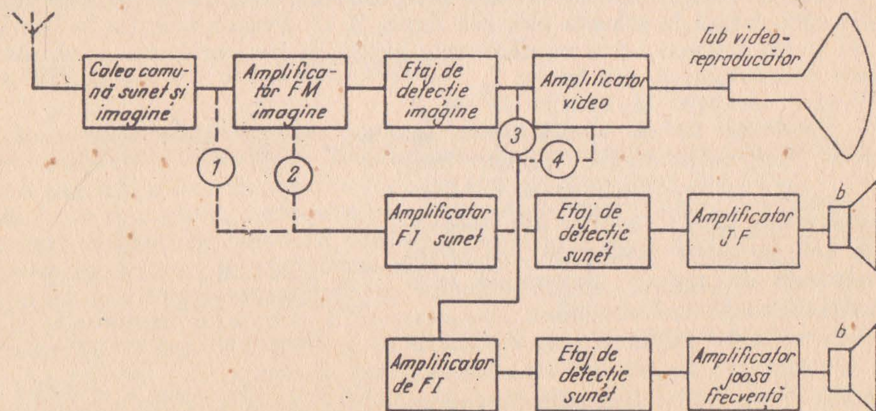


Fig. 8.17. Procedee de recepţie a sunetului.

venței intermediare de sunet este determinată de frecvența oscilatorului local, în procedeul intercarrier ea depinde numai de diferența dintre frecvențele purtătoarei de sunet și ale purtătoarei de imagine, stabilită de normă.

Printre inconvenientele sistemului se menționează:

— în lipsa măsurilor adecvate există posibilitatea perturbării reciproce a imaginii și a sunetului;

— în absența purtătoarei de imagine nu este posibilă recepționarea sunetului.

Datorită avantajelor sale, sistemul intercarrier este folosit pe scara cea mai largă la realizarea televizoarelor.

Principiul de bază fiind același pentru majoritatea televizoarelor, nici blocurile funcționale și nici etajele nu diferă prea mult de la un televizor la celălalt.

Dintre toate etajele, amplificatorul de înaltă frecvență cere o deosebită grijă în punerea la punct. Acest etaj trebuie să îndeplinească următoarele cerințe:

— să asigure adaptarea catodului de antenă și să preia cu randament maxim energia extrem de slabă captată de antenă;

— să aibă o amplificare suficientă;

— să asigure amplificarea întregului spectru al semnalelor de imagine și de sunet, deci să aibă banda suficient de largă;

— zgomotul de fond al etajului să fie cît mai mic pentru a permite amplificarea semnalelor cît mai slabe.

Din antenă, semnalul trece în etajul amplificator de înaltă frecvență printr-un circuit de intrare, care are rolul de a adapta impedanța de intrare a primului tub la impedanța cablului de coborîre. Circuitul de intrare prin selectivitatea sa micșorează amplitudinea semnalelor perturbatoare aplicate primului tub și reduce sau suprimă intermodulația între semnalul util și semnalul perturbator.

Etajul amplificator de înaltă frecvență poate fi realizat cu un singur tub (triodă specială lucrînd la înalta frecvență) sau cu două tuburi, montajul clasic cascodă. Acest montaj poate funcționa la fel de bine atît la frecvențe joase cît și la frecvențe foarte înalte cu zgomot de fond redus. Dacă din punct de vedere alternativ, un amplificator cascod este totdeauna de tipul prima triodă cu catodul comun și a doua triodă cu grila comună, putem distinge diferite variante de cascod după modul de alimentare din punct de vedere continuu al triodelor, în serie sau în paralel.

În receptoarele de televiziune schimbarea de frecvență se obține după aceleași principii ca în receptoarele radio.

Etajul schimbător de frecvență trebuie să asigure un factor de zgomot scăzut, deoarece factorul de zgomot al etajului schimbător intră cu aceeași importanță în calcul ca și factorul de zgomot al etajului de intrare.

De asemenea, se impune o amplificare de conversie ridicată, un oscilator local stabil ca frecvență și o radiație scăzută.

Frecvența intermediară se obține prin diferența a două semnale: din frecvența oscilatorului local se scade frecvența semnalului. Este cazul cel mai des

întîlnit, dar nu sînt excluse situaţiile în care s-a ales frecvenţa oscilatorului mai mică decît frecvenţa semnalului.

În cazul recepţiei pe mai multe canale, etajele de înaltă frecvenţă şi schimbătorul de frecvenţă formează o unitate comună, denumită selector de canale (în limba engleză „tuner"). Acest bloc este deci organul care permite alegerea unui program dintre cele pe care le putem recepţiona. Selectorul de canale poate fi:

— cu acord continuu, folosind condensatoare sau bobine cu inductanţă variabilă în mod continuu;

— cu acord discontinuu, în care fiecare canal îşi are bobinele respective, fixate pe nişte plăcuţe şi care se introduc în circuit la comutarea mecanică a selectorului de canale.

Acest gen de selector permite punerea la punct a unor circuite de randament optim pentru fiecare canal, iar acestea pot fi reglate prin miezuri mobile independente.

Bobinele fiecărui canal pot fi cu înfăşurări normale pe suport din material plastic sau cablaj imprimat. S-au mai realizat selectoare de canale cu disc, selectoare de canale cu butoane (prin apăsare) şi selectoare cu dublă schimbare de frecvenţă în UHF pentru recepţia emisiunilor din benzile *IV* şi *V* cu un receptor echipat pentru recepţie în benzile *I*, *II* şi *III*.

În afara cazului în care ieşirea etajului schimbător de frecvenţă este în imediata vecinătate a intrării primului etaj amplificator de frecvenţă intermediară, va trebui să se prevadă un circuit de cuplaj între aceste două etaje, conţinînd o scurtă linie de transmisie. În general se utilizează o linie coaxială de impedanţă mică şi cu pierderi mici.

Prin blindaje potrivite se evită cuplajele capacitive parazite care ar putea periclita stabilitatea amplificatorului de frecvenţă intermediară sau de înaltă frecvenţă.

Concepţia amplificatorului de frecvenţă intermediară este dominată de necesitatea de a transmite întregul spectru de frecvenţă a semnalului cu o caracteristică de amplitudine şi de fază optimă.

În practică amplificarea părţii de frecvenţă intermediară a televizorului este cuprinsă în general între 2 000 şi 8 000.

Banda de trecere este definită ca fiind diferenţa între două frecvenţe, pentru care semnalul este atenuat la 6 dB în raport cu maximul din bandă. Se menţionează că purtătoarea de imagine în recepţia cu rest de bandă laterală este plasată pe flancul curbei la —6 dB faţă de maxim. Banda de trecere este cuprinsă între 3,5 MHz (standardul englez cu 405 linii) şi 11,15 MHz (standardul francez de 819 linii). În standardul nostru de 625 linii banda teoretică este de 6,5 MHz, iar practică 4,5—5,5 MHz. Numărul de etaje necesare în amplificatorul de frecvenţă intermediară va fi determinat de cîştigul ce trebuie realizat şi de banda de trecere ce trebuie obţinută, iar acestea vor impune felul circuitelor selective dintre etaje (circuit rezonant paralel, circuit bifilar, circuit rezonant serie, cuplaj prin inductanţă mutuală).

Prezenţa semnalelor perturbatoare care însoţesc semnalul util necesită folosirea circuitelor de rejecţie care să elimine frecvenţele nedorite. În general

un circuit de rejecție constă dintr-un circuit acordat pe frecvența ce trebuie eliminată, cuplat la circuitul rezonant dintre 2 etaje de frecvență intermediară (de exemplu: circuite în T, circuite în π, circuite de rejecție paralel, circuite de rejecție asociate unui circuit rezonant bifilar, circuite de rejecție asociate la un filtru de bandă, circuite de rejecție în catod etc.).

Standardele și normele în vigoare prevăd pentru selectivitate anumite valori limită în atenuarea frecvențelor nedorite. De exemplu: mai mare de 40 dB pentru frecvența intermediară; mai mare de 50 dB pentru frecvența imagine; mai mare de 30 dB pentru frecvențele canalelor adiacente canalului recepționat.

Frecvența intermediară în receptoarele de televiziune este dispusă în gama 27—40 MHz în așa fel încît diferitele interferențe posibile să perturbe cît mai puțin recepția. Amplificatorul de frecvență intermediară amplifică un semnal constituit dintr-o frecvență purtătoare modulată în amplitudine; anvelopa de modulație a frecvenței purtătoare constituie semnalul de videofrecvență destinat să comande, pe de o parte, tubul video reproducător și, pe de altă parte, baleiajul din receptor; trebuie deci să se extragă acest semnal video din suportul său de înaltă frecvență prin demodulare cu ajutorul detectorului de amplitudine.

Semnalul demodulat se aplică unui amplificator de video-frecvență care are rolul de a realiza amplificarea întregului spectru de frecvențe a semnalului video, fără distorsiuni de fază sau frecvență. Dacă nu se ține seama de componenta continuă, a cărei restituire este totdeauna posibilă, amplificatorul video va trebui să poată transmite cît mai fidel posibil toate frecvențele cuprinse între frecvența de repetiție a cadrelor și frecvența video maximă a standardului respectiv. Pe de altă parte va trebui să se aibă în vedere ca în afara benzii utile amplificarea să nu scadă prea brusc, astfel ca distorsiunile de fază la limitele benzii să rămînă mici.

Pentru a obține la detector și în amplificatorul de videofrecvență lărgimea de bandă dorită, se folosesc rezistențe de sarcină de valoare mică și circuite de compensare (serie, derivație, serie-derivație etc.).

Legătura între amplificatorul final video și catodul tubului videoproducător se poate face direct. În acest caz dispariția curentului anodic al tubului final video duce la întunecarea completă a ecranului tubului videoproducător. În schimb cuplajul direct asigură redarea componentei continue a semnalului video, care determină iluminarea medie a imaginii.

În alimentarea televizoarelor se disting trei tendințe:

— metoda prin transformator;
— metoda fără transformator;
— metoda cu autotransformator.

Metoda prin transformator are marele avantaj că izolează șasiul televizorului în raport cu rețeaua. Permite obținerea ușoară a diferitelor tensiuni alternative (filament și redresor anodic, de negativare). Folosirea transformatorului permite o adaptare rapidă și ușoară a televizorului la toate rețelele alternative de tensiuni nominale.

Metoda fără transformator, datorită simplității sale, este utilizată cînd rețeaua energetică are tensiune ridicată și unică (220 V). Ea poate fi folosită și la tensiunea de 110—130 V, dar în acest caz tensiunea anodică se obține cu un redresor cu dublare de tensiune. Prin această metodă filamentele vor fi totdeauna alimentate în serie simplă sau paralel, iar uneori prin mici transformatoare auxiliare.

Metoda cu autotransformator este considerată ca o soluție economică mai puțin interesantă.

CAPITOLUL

9

BAZELE TRANSMITERII RADIOELECTRICE A SEMNALELOR DE TELEVIZIUNE

A. LINII DE TRANSMISIUNE

1. GENERALITĂŢI

Liniile de transmisiune sînt utilizate pentru diverse scopuri în televiziune. Servesc la transmiterea semnalelor de la emiţătoare la antenele acestora şi de la antenele de recepţie la receptoare; de asemenea, sînt folosite pentru transportul semnalelor de televiziune şi în acest caz au o lungime care poate ajunge pînă la un număr mare de ori lungimea de undă a semnalului transmis. La frecvenţe foarte înalte linii scurte sînt folosite ca elemente rezonante în locul circuitelor acordate cu constante concentrate L şi C, deoarece la secvenţe mai mari de 300 MHz (lungime de undă inferioară la 1 m) dimensiunile fizice ale bobinelor şi condensatoarelor devin atît de mici încît ele ating acelaşi ordin de mărime ca şi conductoarele de conexiune; din această cauză pierderile ohmice şi pierderile prin radiaţie cresc enorm. Devine astfel mai avantajos să se înlocuiască circuitele rezonante cu elemente concentrate de linii, ai căror parametri pentru aceste frecvenţe sînt mai bine definiţi şi al căror coeficient de calitate Q este mai ridicat.

Liniile se mai folosesc şi pentru a realiza o transformare de impedanţe sau o simetrizare.

Liniile de transmisiune sînt de două tipuri diferite:

— linii bifilare simetrice care au o simetrie mecanică şi electrică faţă de pămînt (fig. 9. 1,*a*);

— linii coaxiale în care conductorul exterior face oficiul de ecran electromagnetic şi este adesea legat la masă (fig. 9. 1,*b*).

.2 TEORIA SIMPLIFICATĂ A LINIILOR DE TRANSMISIUNE

Energia electrică se deplasează de-a lungul unei linii de transmisiune în mod asemănător cu propagarea undelor electromagnetice în vid. Prin analogie cu undele, tensiunea şi curentul prin linie variază periodic în lungul liniei.

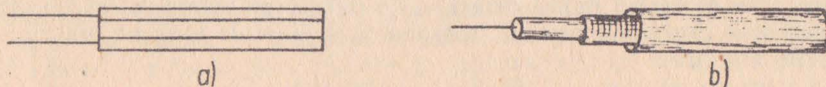


Fig. 9.1. Tipuri uzuale de linii de transmisiune.

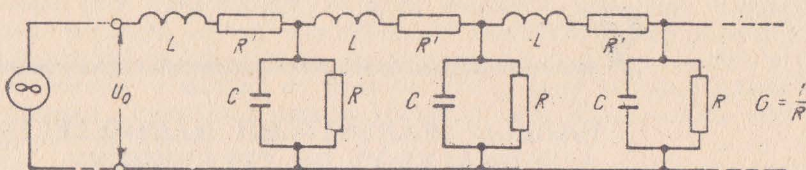


Fig. 9.2. Descompunerea unei linii de transmisiune cu constante distribuite într-o serie de celule *CLR* cu constante concentrate.

Pentru efectuarea calculelor linia de transmisiune se consideră ca fiind compusă dintr-un număr foarte mare de celule cu constante *C*, *R*, *L* concentrate (fig. 9. 2). Fiecare celulă prezintă o capacitate paralel (capacitatea dintre conductoare), o inductanță serie (inductanța firelor conducătoare), o rezistență de pierderi datorită conductoarelor și o rezistență datorită izolației dintre conductoare. Evident, mărimile acestor elemente depind de lungimea porțiunii de linie care este echivalată de circuit. Pentru a evita această dependență, în calcule se utilizează mărimile raportate la unitatea de lungime: inductanța pe unitatea de lungime *L*, capacitatea pe unitatea de lungime *C* etc. Adesea rezistența de izolație se înlocuiește în calcule cu conductanța corespunzătoare, raportată la unitatea de lungime: $G = \frac{1}{R}$.

Cu ajutorul acestor mărimi constructive, se exprimă parametrii electrici ai liniei.

În timpul propagării de-a lungul liniei semnalul electric este atenuat și defazat, atît în tensiune cît și în curent. În același timp, datorită atenuării și defazării identice a tensiunii și a curentului, raportul între tensiune și curent rămîne constant în lungul liniei. Acest raport se numește ***impedanța caracteristică*** Z_0 ***a liniei*** și depinde de construcția sa:

$$Z_0 \simeq \sqrt{\frac{L}{C}}. \tag{9. 1}$$

Atenuarea tensiunii și a curentului de-a lungul liniei este definită de constanta de atenuare α. Aceasta reprezintă, în logaritmi naturali (neperieni), raportul dintre tensiunile (curenții) de la capetele unui tronson de linie, avînd lungimea egală cu unitatea. Constanta de atenuare, exprimată prin parametrii constructivi ai liniei, este:

$$\alpha \simeq \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}. \tag{9.2}$$

Constanta de fază β indică defazarea în radiani pe care o suferă tensiunea sau curentul după parcurgerea tronsonului de linie de lungime unitară. Ea este aproximativ:

$$\beta \simeq \omega \sqrt{LC} \tag{9.3}$$

și se exprimă în radiani/metru.

Viteza de propagare a undelor în linia de transmisiune este determinată de constanta dielectrică relativă ε și permeabilitatea magnetică relativă μ_r a mediului în care sînt plasate conductoarele:

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}}, \qquad (9.4)$$

unde c este viteza luminii, egală cu $c = 3\ 10^8$ m/s. Cum $\varepsilon_r \geqslant 1$, $\mu_r \geqslant 1$, viteza de propagare în linia de transmisiune este egală sau mai mică decît viteza luminii.

Din relațiile (9. 3) și (9. 4) se deduce că constanta de fază este:

$$\beta = \frac{\omega}{v} = \frac{2\pi f}{v}. \qquad (9.5)$$

Dar cum între frecvența oscilației, lungimea sa de undă și viteza de propagare există relația:

$$\lambda = \frac{v}{f},$$

constanta de fază se mai poate scrie:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}. \qquad (9.6)$$

Prin constantă de propagare γ se înțelege suma complexă a constantei de atenuare și a constantei de fază:

$$\gamma = \alpha + j\beta. \qquad (9.7)$$

Cu ajutorul constantei de propagare se poate reprezenta grafic fenomenul propagării de-a lungul liniei de transmisiune. Dacă la capătul unei linii de lungime infinită se aplică o tensiune U_0, atunci tensiunea la distanța x de capătul liniei va fi:

$$U_x = U_0 e^{-\gamma x} = U_0 e^{-\alpha x} e^{-j\beta x} \qquad (9.8)$$

Termenul $U_0\ e^{-\alpha x}$ indică atenuarea exponențială a amplitudinii tensiunii, iar $e^{-j\beta x}$ arată defazarea tensiunii, proporțională cu lungimea x.

Dacă tensiunea U se reprezintă printr-un vector a cărui lungime arată amplitudinea tensiunii, iar faza arată faza tensiunii, atunci vîrful acestui vector se va deplasa pe o spirală în jurul axei distanței x (fig. 9. 3,*a*) ale cărei spire devin din ce în ce mai mici pe măsura creșterii distanței. În figura 9. 3,*b* este reprezentată o secțiune prin spirală, într-un plan ce conține axa distanței x. În figura 9. 3,*c* se reprezintă spirala privită dinspre capătul axei x.

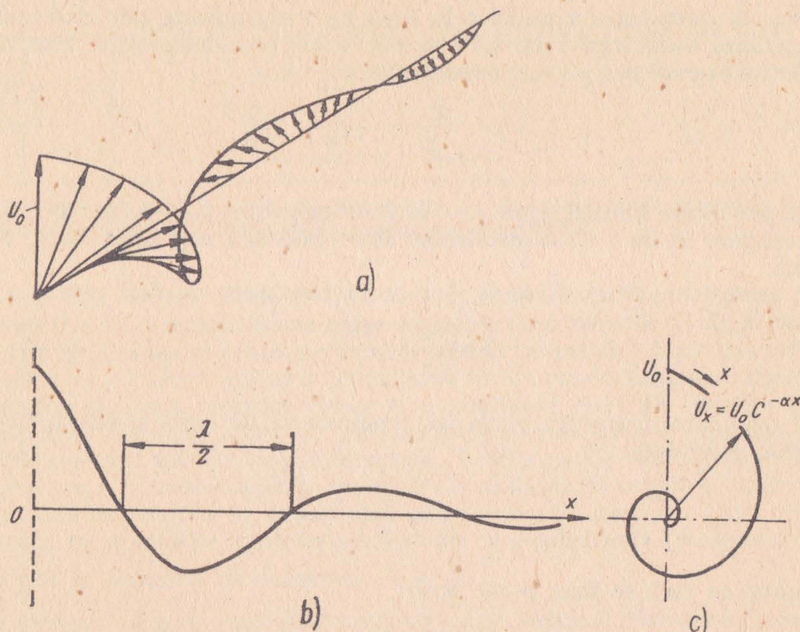


Fig. 9.3. Diagrama vectorială a tensiunii ce se propagă de-a lungul liniei:
a — reprezentarea diagramei în spațiu; *b* — proiecție într-un plan ce conține axa distanței; *c* — proiecție pe un plan perpendicular pe axa distanței.

În această din urmă reprezentare se observă foarte clar creșterea treptată a fazei și scăderea amplitudinii tensiunii pe linie, un tur complet al vectorului corespunzînd la o perioadă T și la o distanță egală cu λ $\left(\lambda = vT,\ T = \frac{1}{f}\right)$.

3. LINIA DE TRANSMISIUNE FĂRĂ PIERDERI, DE LUNGIME FINITĂ

În cea mai mare parte din cazurile unde ea este folosită ca organ de reglaj în unde metrice și decimetrice, linia este construită cu cea mai mare grijă. Ea comportă conductoare din cupru, uneori chiar acoperite de un strat de argint șlefuit astfel ca să reducă pierderile datorită efectului pelicular și un dielectric de cea mai bună calitate posibilă: aer, polietilenă etc.

Se poate deci admite, în astfel de aplicații, în care linia este scurtă, că ea este fără pierderi, deci fără atenuare; mărimile caracteristice iau atunci forma următoare:

$$\text{— } \textit{impedanța caracteristică } Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}\,. \tag{9.9}$$

Z_0 fiind pur rezistiv, tensiunea și curentul sînt totdeauna în fază;

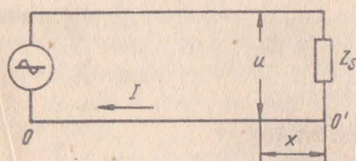
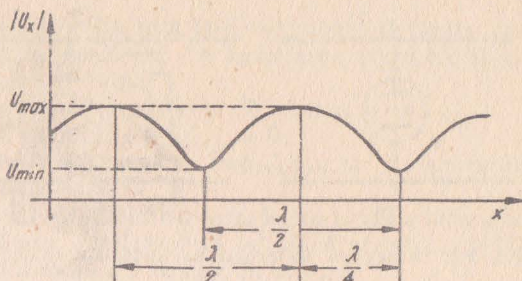


Fig. 9.4. Linie de transmisiune de lungime finită.

Fig. 9.5. Unde staționare într-o linie de transmisiune fără pierderi.



— *constanta de propagare* γ se reduce la o constantă de fază:

$$\gamma = \beta = \frac{\omega}{v} = \frac{2\pi}{\lambda}. \tag{9.10}$$

a. **Linia de transmisiune fără pierderi, de lungime finită, terminată la extremitatea sa pe o sarcină oarecare.** Liniile de transmisiune de lungime finită sînt terminate întotdeauna pe o impedanță de sarcină Z_s (fig. 9. 4). Dacă impedanța de sarcină Z_s este diferită de impedanța caracteristică Z_0, atunci la capătul liniei se produc reflexii. Aceasta înseamnă că o parte a undei care sosește de la generator este reflectată și transmisă spre generator. În anumite puncte ale liniei unda directă și unda reflectată sînt în opoziție de fază. În aceste puncte, prin scăderea undei reflectate din unda directă apare cîte un minim al tensiunii de pe linii. Cum starea de opoziție de fază se repetă la distanțe de $\lambda/2$, punctele de minim se vor situa la $\lambda/2$ unele de altele.

La jumătatea distanței dintre 2 minime unda directă și cea reflectată sînt în aceeași fază și tensiunile lor adunîndu-se, produc un maxim. În consecință apare distribuția de tensiuni din figura 9. 5, care depinde numai de impedanța de sarcină și de frecvența tensiunii alternative aplicată liniei, și nu se deplasează în timp. Din această cauză configurația din figura 9. 5 se numește *undă staționară*.

Se definește *coeficientul de undă staționară* ca fiind raportul tensiunii maxime și minime de pe linie:

$$\sigma = \frac{U_{max}}{U_{min}}. \tag{9.11}$$

Se numește *coeficient de reflexie* raportul:

$$K = \frac{U_{refl}}{U_{dir}}, \tag{9.12}$$

al undei reflectate pe unda directă, măsurată la punctul de reflexie, în amplitudine și în fază. Se arată că:

$$K = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0}. \tag{9.13}$$

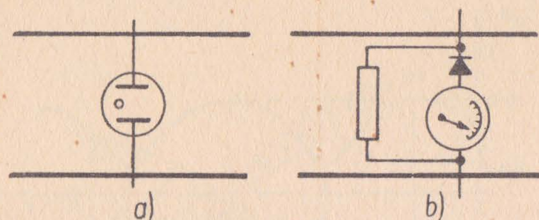


Fig. 9.6. Măsurarea factorului de undă staționară.

Între coeficientul de undă staționară și coeficientul de reflexie există relațiile de transformare:

$$k = \frac{\sigma - 1}{\sigma + 1}$$

și

$$\sigma = \frac{1 + k}{1 - k}. \qquad (9.14)$$

Undele staționare pot fi puse în evidență cu ajutorul unui tub cu neon prevăzut cu contacte glisante, dacă puterea este suficientă (fig. 9. 6,*a*). Se constată că dacă linia este bine adaptată, luminarea tubului rămîne aceeași cînd îl facem să alunece în lungul liniei. Se va face o indicație mai precisă, înlocuind tubul cu neon printr-un instrument de măsurat prevăzut cu o diodă de detecție (fig. 9. 6,*b*).

În cele expuse pînă acum nu s-a examinat ceea ce se petrece la extremitatea dinspre generator a liniei și nu s-a văzut ce se întîmplă cu unda reflectată către generator. Dacă generatorul are o impedanță diferită de Z_0 și la acest capăt se vor produce reflexii, unda reflectată la capătul dinspre generator va parcurge din nou linia si se va reflecta a treia oară pe impedanța de sarcină ș.a.m.d.

Se știe din calculul funcțiunilor sinusoidale că atunci cînd mai multe unde sinusoidale de amplitudini și faze diferite, dar de aceeași frecvență se compun, rezultanta este tot o sinusoidă, totdeauna de aceeași frecvență, de amplitudine și fază bine determinate. În aceste condiții, ansamblul de unde directe și de unde reflectate poate fi înlocuit printr-o singură undă directă și o singură undă reflectată.

Din punctul de vedere al fenomenelor de reflexie la extremitate nu este deci nimic de schimbat.

b. **Linia bifilară fără pierderi, de lungime finită terminată la extremitate pe sarcini particulare.** a) *Linia terminată pe o rezistență pură oarecare.* Dacă Z_s se reduce la R_s, se poate scrie:

$$k = \frac{R_s - Z_0}{R_s + Z_0}. \qquad (9.15)$$

De notat că Z_0 este pur rezistiv deoarece linia a fost presupusă fără pierderi, și deci coeficientul de reflexie este real. Ca urmare, la reflexie nu se produce defazaj și U_{dir} și U_{refl} sînt în fază sau în opoziție, după cum R_s este mai mare sau mai mic decît Z_0.

Extremitatea coincide cu un maxim sau cu un minim al tensiunii rezultate.

b) *Linia terminată în gol.* Ecuația (9. 15) arată că pentru $R = \infty$, $k = 1$, de unde $U_{refl} = U_{dir}$, $U_{max} = 2\ U_{dir}$ și $U_{min} = 0$.

Se spune că unda de tensiune este reflectată fără schimbare de semn; tensiunea totală în punctele de maxim, rezultînd din însumarea tensiunii directe şi a tensiunii reflectate, are valoare dublă.

c) *Linia terminată în scurtcircuit.* În acest caz: $R_s = 0$ şi $k = -1$, de unde: $U_{refl} = -U_{dir}$, $U_{max} = 2\ U_{dir}$ şi $U_{min} = 0$.

d) *Linia terminată printr-o rezistenţă egală cu impedanţa sa caracteristică.* Dacă $R_s = Z_0$ avem $k = 0$ şi $U_{refl} = 0$.

Nu există reflexie, energia undei fiind folosită complet în sarcina terminală. Acesta este cazul adaptării. Tehnica urmăreşte să satisfacă această condiţie, deoarece ea permite un transfer maxim de energie în sarcină.

4. ADAPTAREA CU AJUTORUL LINIILOR DE TRANSMISIUNE

Proprietatea de transformare a impedanţelor de către liniile de transmisiune se poate utiliza în scopul adaptării sarcinii la generator.

Se poate arăta că între impedanţa de intrare Z_i şi impedanţa de sarcină Z_s a unei linii există relaţia:

$$Z_i = Z_0 \frac{Z_s + j\ Z_0 \operatorname{tg} \beta l}{Z_0 + j Z_s \operatorname{tg} \beta l}. \tag{9.16}$$

Dacă $Z_s = 0$, avem $Z_l = j\ Z_0 \operatorname{tg} \beta l.$ (9.17)

Se poate deci scrie, pentru reactanţa de intrare:

$$X_i = Z_0 \operatorname{tg} \beta\ l = Z_0 \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} l. \tag{9.18}$$

Rezultă că reactanţa de intrare λ variază ca funcţia tangentă şi se poate reprezenta ca în figura 9.7. Se constată că:

— X_i se poate schimba de la $-\infty$ la $+\infty$ pentru o variaţie de lungime $l = \frac{\lambda}{2}$;

— $X_i = 0$, şi se spune că linia este în rezonanţă, de fiecare dată cînd $l = k\frac{\lambda}{2}$; (9.19)

— $X_i = \infty$, linia este în antirezonanţă, cînd $l = (2K + 1)\frac{\lambda}{4}$; (9.20)

— tangenta se poate aproxima cu arcul unghiu-

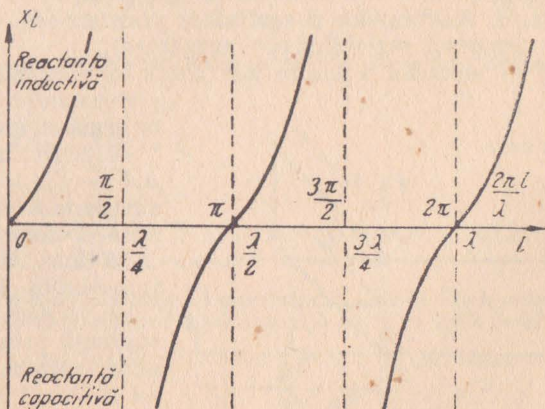


Fig. 9.7. Reactanţa unei linii în scurtcircuit în funcţie de lungimea ei l, sau de unghiul de fază $2\pi\frac{l}{\lambda}$.

lui său dacă $l \ll \lambda$ şi relaţia (9.18) se poate scrie în acest caz aproximativ:

$$X_i \approx Z_0 \frac{2\pi l}{\lambda} = Z_c \beta l \tag{9.21}$$

sau, înlocuind Z_0 prin $\sqrt{\frac{L}{C}}$ şi β prin $\omega \sqrt{LC}$:

$$X_i \approx \sqrt{\frac{L}{C}}\ \omega \sqrt{LC}\ l \approx \omega L l \tag{9.22}$$

Se vede că linia se comportă ca o inductanţă care variază liniar cu lungimea sa.

Se poate arăta la fel că dacă lungimea l are o valoare foarte apropiată, dar inferioară lui $\frac{\lambda}{2}$ linia sa se comportă ca o capacitate, variind liniar cu lungimea sa.

S-a amintit mai sus că pentru a se obţine un transfer maxim de energie este necesar ca fiecare dintre elementele pe care le întîlneşte unda pe măsura înaintării sale să fie adaptat la elementul care îl precede. În acest scop se folosesc cu succes trunchiuri de linie.

Se vor descrie cîteva din aplicaţiile cele mai uzuale:

a. **Adaptarea cu linie auxiliară.** Se presupune că linia de impedanţă caracteristică Z_0 este încărcată la extremitatea sa de o impedanţă complexă Z_s. Dacă $Z_s \neq Z_0$, apar reflexii pe linie şi se produce structura de unde staţionare. Se conectează în derivaţie pe linia principală o linie scurtă cu un scurtcircuit mobil, de impedanţă caracteristică Z_0, egală cu aceea a liniei principale (fig. 9.8). Dispunem deci de două reglaje posibile: distanţa d_1 şi distanţa d_2. Aceşti doi parametri sînt necesari pentru că adaptarea se realizează prin anularea reactanţelor şi egalizarea rezistenţelor.

Procesul reglajului este următorul:

— se caută o poziţie AA' astfel ca componenta rezistivă a impedanţei Z_1 a tronsonului dintre punctele AA' şi Z_s să fie egală cu impedanţa caracteristică a liniei;

— pentru a anula reactanţa tronsonului $AA' - Z_s$, se reglează scurtcircuitul liniei auxiliare. Această linie introduce o reactanţă pură, a cărei mărime poate fi ajustată astfel ca să fie egală şi de semn contrar reactanţei tronsonului $AA' - Z_s$.

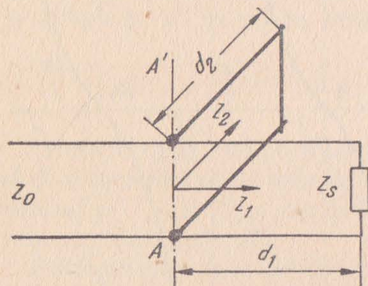


Fig. 9.8. Adaptarea unei impedanţe de sarcină cu ajutorul unui trunchi de linie auxiliară

Se verifică că adaptarea a fost convenabil realizată printr-o măsurare a factorului de undă staţionară în linia principală, la stînga lui AA'.

Este clar că în tronsonul $AA' - Z_s$, regimul undelor staţionare subsistă, deoarece nu există nici o adaptare la nici una dintre

extremitățile acestui tronson; totuși, acesta fiind scurt (în toate cazurile inferior lui $\frac{\lambda}{2}$), pierderile care rezultă rămîn minime.

b. Adaptarea prin transformator în sfert de lungime de undă. Se va arăta că înseriind o linie auxiliară de lungime $l = \frac{\lambda}{4}$, între o linie de transmisiune de impedanță Z_0 și o sarcină Z_s, linia $\frac{\lambda}{4}$ are proprietatea de a transforma impedanța Z_s în valoarea sa reciprocă în raport cu pătratul impedanței sale caracteristice Z_0^2 (fig. 9.9).

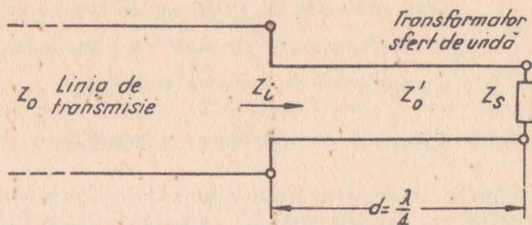


Fig. 9.9. Adaptarea impedanței de sarcină cu ajutorul unei linii în γ/4 de impedanță caracteristică Z_0'.

În adevăr, relația care dă valoarea impedanței Z_i de intrare a unei linii de impedanță caracteristică Z_0', terminată pe o sarcină Z_s, este:

$$Z_i = Z_0' \frac{Z_s + j Z_0' \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}}{Z_0' + j Z_s \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}}. \tag{9.23}$$

În cazul de față $l = \frac{\lambda}{4}$ și $\operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda} = \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} = \infty$.

Formula (9.23) devine deci:

$$Z_i = \frac{Z_0' Z_0'}{Z_s} \text{ sau } Z_i = \frac{Z_0'^2}{Z_s}. \tag{9.24}$$

Alegînd în mod convenabil caracteristicile liniei auxiliare, se poate obține $Z_0' = \sqrt{Z_0 Z_s}$ și în acest caz:

$$Z_i = \frac{Z_0 Z_s}{Z_s} = Z_0 \tag{9.25}$$

și adaptarea este asigurată.

Această dispunere este adesea adoptată în emițătoare pentru adaptarea antenei la cablul coaxial care face legătură cu etajul de ieșire.

Exemplu. Se consideră o linie de impedanță caracteristică $Z_0 = 75\,\Omega$, destinată să alimenteze o impedanță $Z_s = 300\,\Omega$ (cazul unui cablu coaxial, legat la un dipol închis), la frecvența de 200 mHz ($\lambda = 1{,}5$ m). Se inserează o linie $\frac{\lambda}{4} = 37{,}5$ cm de impedanță caracteristică $Z_0' = 150\,\Omega$ și se verifică dacă $Z_i = \frac{Z_0^2}{Z_s} = \frac{150 \cdot 150}{300} = 75\,\Omega$.

Cum s-a arătat mai sus, un dispozitiv de adaptare nu este în general eficace decît pentru o frecvență dată.

Cînd este vorba de emițătoare se folosesc adesea, pentru a remedia această lipsă, două transformatoare $\frac{\lambda}{4}$ în serie. Se poate arăta că această dispunere lărgește sensibil întinderea benzii de frecvențe compensate.

5. SIMETRIZAREA CU AJUTORUL LINIILOR DE TRANSMISIUNE

Liniile de transmisiune sînt fie de tip bifilar care sînt simetrice din construcție, fie de tip coaxial care sînt asimetrice, conductorul exterior fiind pus la masă.

Pe de altă parte, elementele la care sînt legate aceste linii (antene, emițătoare, receptoare) pot avea de asemenea ieșirea sau intrarea simetrică sau asimetrică.

Evident, interesul este ca lanțul întreg să fie omogen, de tip simetric sau de tip asimetric, dar nu totdeauna acest lucru este posibil. De aceea se ivește adeseori problema de a lega o linie simetrică la un element asimetric sau invers. Dacă nu se utilizează dispozitive de simetrizare, atunci iau naștere curenți de circulație care tind să reabiliteze echilibrul electric, provocînd efecte parazite cîteodată extrem de supărătoare.

Se vor studia cîteva tipuri clasice de dispozitive destinate să asigure simetrizarea.

a. **Manșonul coaxial**. Figura 9.10 arată cum, la joncțiunea unui cablu coaxial și a unei linii bifilare, ia naștere un curent parazit în derivație pe curentul normal I. Acest curent parazit, datorat capacităților parazite ale conductoarelor în raport cu masa, în loc de a fi simetric la fel cu curentul principal, ceea ce n-ar da ocazie decît la o pierdere fără mare importanță, ia o alură nesimetrică datorită punerii la masă a conductorului exterior coaxial; el circulă pe la suprafața exterioară a acestuia. Rezultă că curenții în cele două conductoare nu mai au aceeași valoare, și ceea ce este mai grav, că acest efect va depinde de poziția cablului coaxial față de masele învecinate; el va varia la cea mai mică modificare a manipulării cablului sau la orice modificare a maselor.

Pentru a preîntîmpina acest inconvenient, un mijloc foarte eficace constă în învelirea cablului coaxial într-un manșon conductor avînd o lungime egală cu λ/4 și închisă printr-un scurtcircuit la extremitatea opusă punctului de joncțiune (fig. 9.11).

Curentul parazit *I'* este obligat de această dată să circule în lungul peretelui exterior al manșonului și trebuie deci, pe parcursul întoarcerii, să treacă peste intervalul *B C*; ori, impedanța existentă între *B* și *C* este de fapt impedanța unei linii λ /4 scurtcircuitată la o extremitate a sa și se știe că această impe-

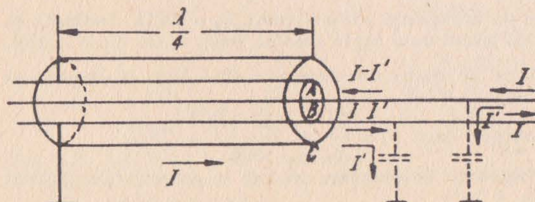


Fig. 9.10. Joncțiunea cablului coaxial cu linia bifilară:

I — curent simetric normal; *I'* — curent parazit apărut datorită conectării la masă a cămășii cablului coaxial.

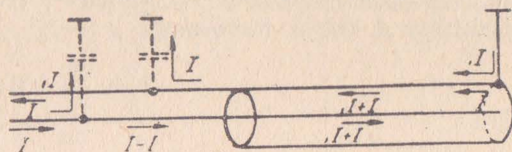


Fig. 9.11. Simetrizarea cu ajutorul unui manșon coaxial.

-danță este foarte ridicată la rezonanță și astfel curentul de circulație va fi redus la o valoare neglijabilă.

Procesul de compensare descris mai sus nu are loc decît la frecvența de rezonanță și cu atît mai bine cu cît factorul de calitate Q al cavității manșonului este mai ridicat. În afara rezonanței, eficacitatea sa scade rapid; pentru a remedia aceasta și pentru a asigura avantajul montajului într-o bandă de frecvențe, se poate recurge la perfecționarea următoare.

Se montează un al doilea manșon $\lambda/4$ simetric și opus primului (fig. 9.12), în așa fel că, dacă curenții paraziții de tip I' ajung să ia naștere, acțiunile lor se compensează și cei doi curenți în cablul coaxial rămîn egali și de semne contrare.

b. **Dispozitiv cu cablu coaxial dublu.** Un procedeu foarte folosit constă în a lega cablul coaxial de impedanță caracteristică Z_0 la linia bifilară de impedanță egală cu Z_0 prin două tronsoane de cablu coaxial de aceeași impedanță Z_0 și de lungimi respectiv $\lambda/4$ și $3\lambda/4$ conectate ca în figura 9.13. Primul tron-

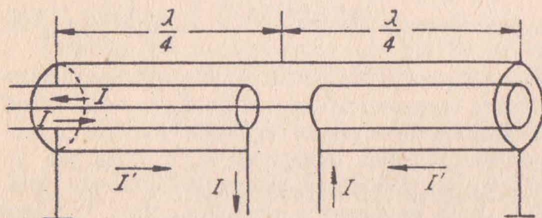


Fig. 9.12. Simetrizarea cu ajutorul manșonului coaxial dublu.

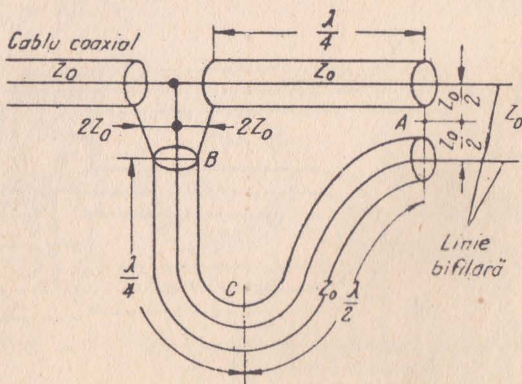


Fig. 9.13. Simetrizarea cu ajutorul a două tronsoane de cablu coaxial.

son transformă impedanța $Z_0/2$ pe care o vede la extremitatea sa din dreapta punctului A într-o impedanță:

$$Z = \frac{Z_1^2}{\frac{Z_0}{2}} = 2\,Z_0$$

conform formulei (9.24) la intrarea sa în B.

Al doilea tronson poate fi divizat în două părți: prima, AC, este de lungime $\lambda/2$ astfel că impedanța sa văzută din punctul C către A va fi $Z_0/2$ la fel ca în A, în timp ce a doua parte face aceeași operație ca celălalt tronson și prezintă deci la intrarea în B impedanța $2\,Z_0$. Coaxialul liniei principale vede deci la bornele sale de ieșire o impedanță rezultantă de două ori $2\,Z_0$ în paralel, deci Z_0, aceea care asigură adaptarea cerută.

Pe de altă parte, tensiunile de sens opus provenind din linia bifilară parcurg coaxialul prin două căi de aceeași impedanță caracteristică, dar diferită între ele de o lungime $\lambda/2$; rezultă o inversare de polaritate a uneia din tensiuni și ambele se găsesc în fază în B.

c. **Dispozitiv combinat de simetrizare și transformator de impedanță**

Se întîmplă frecvent că trebuie să realizăm o transformare de impedanțe între un cablu coaxial și un element simetric eliminînd în același timp efectele dăunătoare datorite lipsei de simetrie.

Un montaj care se inspiră din cel care se va descrie poate fi folosit în acest scop.

Figura 9.14 reprezintă o dispunere devenită clasică și care asigură un raport de transformare de 1: 4.

Curentul $2I$ sosind din cablul coaxial se divide pe jumătate între conductorul superior al liniei bifilare și intrarea tronsonului coaxial îndoit; acesta avînd o lungime totală de $\lambda/2$ curentul schimbă de sens și se regăsește la ieșire, cu sensul convenabil conductorului inferior al liniei. Tensiunea $U/2$ existentă la ieșirea din cablul coaxial se regăsește cu polaritate convenabilă la cele două extremități ale tronsonului îndoit, ceea ce permite obținerea unei tensiuni U între cele două conductoare ale liniei bifilare.

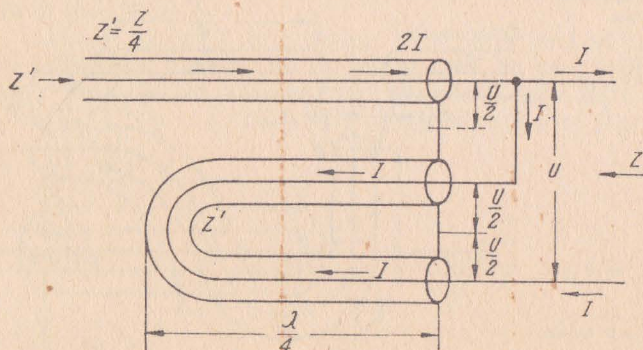


Fig. 9.14. Transformator de impedanță și circuit de simetrizare cu ajutorul tronsonului de linie coaxială în $\lambda/2$.

Rezultă că impedanța de intrare din partea bifilară va fi: $Z = \frac{U}{I}$, în timp ce la intrarea cablului se găsește:

$$Z' = \frac{\frac{U}{2}}{2I} = \frac{Z}{4}. \tag{9.26}$$

Se poate observa că linia $\lambda/2$, fiind de tip coaxial, nepurtînd nici sarcini, nici curenți externi, poate fi fără inconveniente înfășurată în jurul cablului coaxial principal, ceea ce realizează un ansamblu strîns ce poate fi ușor așezat într-o cutie.

Acest dispozitiv este folosit în special pentru a asigura simetrizarea și raportul convenabil de transformare între o antenă dipol îndoită de impedanță 300 Ω și un cablu coaxial de impedanță 75 Ω.

Verificarea funcționării corecte a dispozitivelor de simetrizare se poate face cu montajul indicat în figura 9.15. Se conectează în punctele unde dorim să efectuăm verificarea, o linie auxiliară în $\frac{\lambda}{4}$ scurtcircuitată la extremitatea sa. Dacă simetria este bună, voltmetrul electronic a cărui sondă este pusă între centrul scurtcircuitului și masă trebuie să dea o indicație nulă.

În caz contrar se poate concluziona că există un defect de simetrie.

6. DETERMINAREA IMPEDANȚEI CARACTERISTICE ÎN FUNCȚIE DE DIMENSIUNILE GEOMETRICE ALE LINIILOR DE TRANSMISIUNE

Impedanțele caracteristice ale liniilor de transmisiune depind în cea mai mare măsură de dimensiunile lor geometrice. Pierderile liniilor de transmisiune sînt în general suficient de reduse pentru ca relația $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ să se poată aplica cu destulă precizie. Calculînd inductanța și capacitatea pe unitatea de lungime și făcînd radicalul raportului lor, se obțin formulele de calcul ale lui Z_0.,

Pentru calculul coaxial (fig. 9.16, *a*).

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon_r}} \log \frac{b}{a}. \tag{9.27}$$

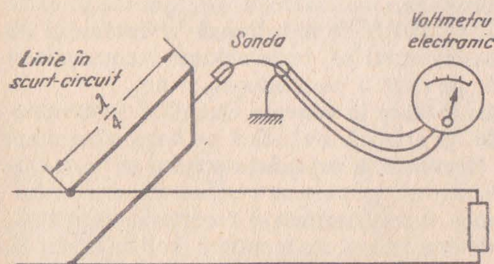


Fig. 9.15. Măsurarea simetriei unei linii de transmisiune.

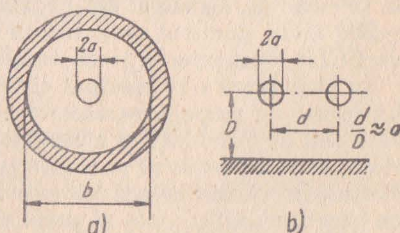


Fig.9. 16. Dimensiunile liniei coaxiale (*a*) și ale liniei bifilare (*b*).

Impedanțele caracteristice ale cablelor coaxiale mai des folosite în televiziune sînt de 50, 60, 75 și 150 Ω.

Pentru linia bifilară ((fig. 9.16, *b*):

$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{\varepsilon_r}} \log\left[\frac{d}{2a} + \sqrt{\left(\frac{d}{2a}\right)^2 - 1}\right] \qquad (9.28)$$

sau

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\left[\frac{d}{2a} + \sqrt{\left(\frac{d}{2a}\right)^2 - 1}\right] \qquad (9.29)$$

Dacă $d \gg 10\ a$, atunci formulele se simplifică și devin:

$$Z_0 \simeq \frac{276}{\sqrt{\varepsilon_r}} \log\frac{d}{a} \qquad (9.30)$$

sau:

$$Z_0 \simeq \frac{120}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\frac{d}{a}\cdot \qquad (9.31)$$

În figura 9. 17 se dau diagramele de calcul ale impedanței caracteristice a iniei bifilare și a liniei coaxiale în funcție de diferitele valori ale raportului $\frac{\delta}{2a}$, respectiv $\frac{d}{2a}$.

B. PROPAGAREA UNDELOR ELECTROMAGNETICE DE ULTRAÎNALTĂ FRECVENȚĂ

1. GENERALITĂȚI

Pentru a putea aprecia posibilitatea și calitatea probabilă a recepției emisiunilor de televiziune, la o distanță mai mare sau mai mică de stația de emisie, este necesar să cunoaștem legile de propagare ale undelor ultrascurte folosite la televiziune. Canalele din benzile *I*, *II* și *III* se încadrează în domeniul 30—300 MHz, denumit și domeniul undelor metrice, terminologie recomandată de *CCIR*, deci internațional valabilă, pe care o vom adopta și noi.

În ultimii ani s-au efectuat cercetări intense în vederea elucidării fenomenelor legate de propagarea acestor unde. O analiză statistică pe baza unei mari cantități de observații și măsurători efectuate la suprafața solului și în atmosferă înaltă a permis să se stabilească cîteva legi care se verifică experimental. Totuși, în stadiul actual nu există încă o fundamentare teoretică riguroasă, cu caracter unitar, care să permită determinarea matematică a distanțelor la care se propagă undele electromagnetice de frecvențe foarte mari. Cauzele care îngreuiază elaborarea unor legi de propagare sînt legate de complexitatea deo-

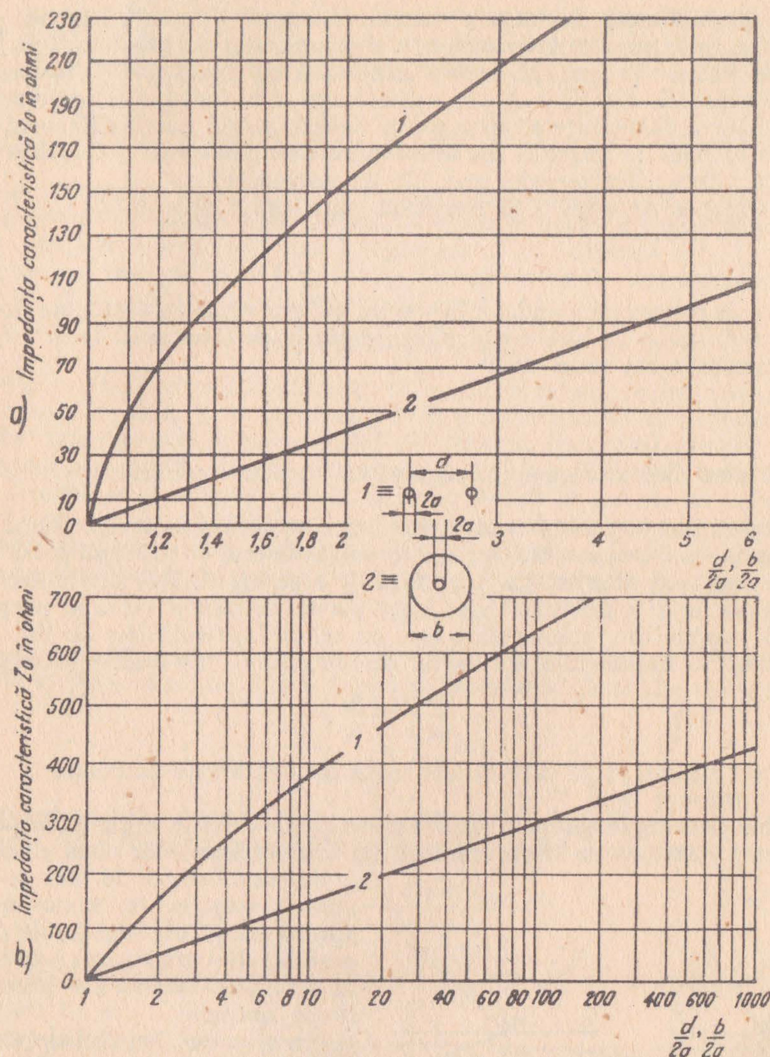


Fig. 9.17. Diagramă pentru calculul impedanței caracteristice a liniei coaxiale sau bifilare.

sebită a factorilor care influențează transmiterea semnalelor de televiziune, în special la distanțe mari de stația de emisie.

Astfel, activitatea solară, centurile de radiații cosmice, schimburile de energie din straturile înalte ale atmosferei, meteoriții, modificările stării electrice a ionosferei, starea fizică a troposferei, pe de o parte, și caracterul reliefu-

lui, conductibilitatea electrică a solului, climatul și microclimatul, pe de altă parte, toate acestea determină în măsură mai mare sau mai mică structura mediului în care se propagă undele metrice și ca atare însăși propagarea.

Caracteristicile esențiale ale propagării undelor metrice pot fi înțelese făcînd apel la cîteva cunoștințe elementare de optică. Astfel, pentru frecvențe mai mari de 40 MHz, propagarea are loc oarecum asemănător cu propagarea luminii. Iată cîteva caracteristici generale de propagare:

a) Lungimea de undă λ și frecvența sînt legate prin relația:

$$\lambda = \frac{v}{f} \tag{9.31}$$

Viteza de propagare a undelor în spațiul vid este egală cu viteza luminii $c = 300\ 000$ km/s. În alte medii viteza depinde de constanta dielectrică ε și de permeabilitatea magnetică

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu}} \tag{9.32}$$

b) Într-un mediu omogen propagarea are caracter rectiliniu și viteză constantă.

c) Străbătînd suprafețe separatoare între medii cu indici de refracție n_1 și n_2, unda va fi refractată. Unghiul de refracție este cu atît mai mare cu cît mediile sînt mai diferite. La suprafața de separație dintre cele două medii poate avea loc și o reflexie. Unda trece parțial în mediul vecin și parțial se reflectă, unghiul de reflexie fiind egal cu cel de incidență (fig. 9. 18).

Unghiul de incidență φ și unghiul de refracție ψ sînt legate prin relația:

$$\frac{\sin\varphi}{\sin\psi} = \frac{n_2}{n_1}. \tag{9.33}$$

d) Dacă suprafața pe care cade o undă incidentă este un conductor ideal, unda se reflectă total.

e) Cînd două unde sosesc în același punct pe căi diferite, cîmpul din punctul considerat apare ca un cîmp rezultat din interferența celor două unde.

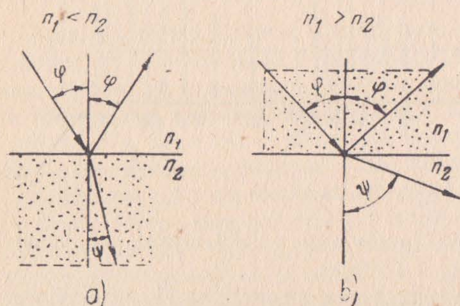


Fig. 9.18. Refracția undelor radio: *a* — la trecerea dintr-un mediu mai puțin dens într-unul mai dens; *b* — la trecerea dintr-un mediu mai dens într-unul mai puțin dens.

Undelor metrice le sînt specifice atît propagarea în atmosfera din apropierea pămîntului (unde de suprafață) cît și propagarea prin reflexii în straturile înalte ale atmosferei (unde spațiale).

Intensitatea cîmpului electromagnetic radiat de antena unui emițător descrește treptat cu distanța. După caracterul intensității și prin analogie cu optica, se definesc trei zone de propagare;

— zona vizibilității directe, limitată de orizontul optic sau geometric;

— zona semiumbrei, denumită și zona orizontului radioelectric;
— zona de umbră, dincolo de limitele orizontului radioelectric.

În cele ce urmează se vor analiza condițiile de propagare în cele trei zone de recepție.

2. PROPAGAREA ÎN ZONA VIZIBILITĂȚII DIRECTE

Zona vizibilității directe este determinată de orizontul optic „văzut" de pe vîrful antenei de emisie. Este evident că distanța limită între antena de emisie și antena de recepție este cu atît mai mare cu cît înălțimile h_e și h_r ale celor două antene sînt mai mari (fig. 9. 19). Ținînd seama de curbura pămîntului, valoarea distanței de vizibilitate directă este:

$$r_{opt} = 3{,}6\,(\sqrt{h_e} + \sqrt{h_r}). \tag{9.34}$$

Știind că antenele de emisie sînt așezate în general la înălțimi între 50 și 500 m, iar antenele de recepție la înălțimi între 5 și 30 m rezultă că antenele se pot „vedea" între ele pînă la distanța de 70 — 100 km. Dacă antenele sînt așezate pe dealuri sau munți, această distanță crește pînă la 150—200 km.

În această zonă cîmpul electromagnetic radiat de antena de emisie este puternic și asigură o recepție bună. Se obișnuiește să se definească intensitatea cîmpului electromagnetic indicînd mărimea cîmpului electric, ceea ce este suficient, deoarece între cîmpul electric E și cel magnetic H există relația:

$$E = 120\,\pi\,H. \tag{9.35}$$

Intensitatea cîmpului electric se măsoară în V/m, mV/m sau μ V/m. Cîmpu electric se poate exprima și în dB dacă se raportează la un cîmp convenționa $E_0 = 1\,\mu$ V/m:

$$E = 20 \log \frac{E}{E_0} \tag{9.36}$$

Deci antena de emisie radiază o putere alternativă P_e (kW), cîmpul E (mV/m) la o distanță r (km) de antenă este dat de relația lui Vvedenski:

$$E = \frac{22\,h_e\,h_r\sqrt{P_e\,G_p}}{r^2\lambda}, \tag{9.37}$$

în care:

h_e este înălțimea antenei de emisie în m;

h_r este înălțimea antenei de recepție în m;

λ este lungimea de undă în m;

G_p este cîștigul în putere al antenei de emisie.

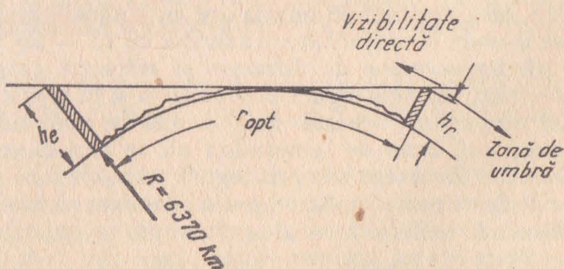


Fig. 9.19. Determinarea distanței de vizibilitate directă.

Din formula cîmpului E rezultă că în zona vizibili-

tății directe acesta scade invers proporțional cu pătratul distanței. De asemenea, din aceeași formulă, rezultă dependența dintre cîmpul electric, lungimea de undă și înălțimea antenelor.

La limita zonei de vizibilitate directă cîmpul E scade, de asemenea, invers proporțional cu pătratul distanței după o lege de forma:

$$E = 28\,\pi \frac{\sqrt{P_e G_p}}{\lambda r^2} h_e h_r. \quad (9.38)$$

Zona vizibilității directe este caracterizată de o propagare constantă, în orice anotimp și la orice oră. Datorită acestui fapt, zona este considerată ca o zonă de recepție sigură a emisiunilor de televiziune indiferent de situația meteorologică.

În această zonă, undele de suprafață care asigură existența cîmpului electromagnetic la suprafața pămîntului și la înălțimi mici (10—50 m) sînt influențate în mică măsură de proprietățile electrice ale solului (conductibilitatea electrică și constanta dielectrică a solului sînt mărimi caracteristice care determină absorbția sau reflexia undelor metrice)

Proprietățile de conductor sau de dielectric ale solului duc la apariția unor curenți în sol, datorită prezenței cîmpului electromagnetic, ceea ce înseamnă o absorbție de energie. Absorbția de energie depinde în general de frecvență; solul are proprietăți de conductor față de undele lungi și de dielectric pe undele metrice. Suprafața apelor întinse se manifestă în schimb ca un mediu conductor reflectant față de undele metrice.

Relieful are, de asemenea, o influență deosebită asupra condițiilor de propagare. Căderea undelor pe suprafețe relativ plane dă naștere la reflexii puternice: în regiunile deluroase sau muntoase se întîmplă ca intensitatea cîmpului undelor reflectate să fie atît de mare, încît acestea să asigure un cîmp de 5—10 ori mai intens decît undele de suprafață.

3. PROPAGAREA ÎN ZONA DE SEMIUMBRĂ. ORIZONTUL RADIOELECTRIC

Măsurările au stabilit că în zona ce depășește orizontul optic (geometric) cîmpul unui emițător este mai intens decît cel ce rezultă din relația lui Vvedenski, ceea ce arată că relația are un domeniu limitat de aplicație. Această zonă se întinde în majoritatea cazurilor cu 15 — 20 % peste orizontul optic. Datorită fenomenelor de difracție și refracție caracteristice propagării undelor metrice, recepția sigură este posibilă și în această zonă. Din punctul de vedere al propagării, această zonă se află în semiumbră. Sub aspectul intensității cîmpului, zona de semiumbră nu se deosebește esențial de zona propagării directe. Deoarece recepția sigură se poate face și în această zonă situată dincolo de orizontul optic, se poate considera că în realitate există un orizont radioelectric. Astfel orizontul optic își pierde importanța practică.

Proprietatea undelor electromagnetice de a urmări suprafața pămîntului, respectiv curbura pămîntului, constituie fenomenul de difracție; „curbarea" undelor este legată de proprietatea undei de a ocoli un corp opac întîlnit în

cale. Difracția apare datorită faptului că undele radio provoacă oscilații de înaltă frecvență în mediul în care se propagă. Oscilațiile provocate sînt întreținute de energia undei, dar radiază la rîndul lor energie în spațiul învecinat; spațiul învecinat este „pus în mișcare", devenind el însuși o sursă de oscilații ș.a.m.d. Această propagare din aproape în aproape are loc cu pierderi de energie, care sînt proporționale cu frecvența. Difracția are loc mai ales atunci cînd înălțimea obstacolului este comparabilă cu lungimea de undă și cînd puterea stației emițătoare este destul de mare. Considerînd reprezentarea schematică din figura 9.20, rezultă că pentru propagarea undelor în jurul suprafeței pămîntului înălțimea $h_0 = 300$ m a segmentului de cerc AB (100 km) este mult mai mare decît lungimile de undă din domeniul undelor metrice. Din această cauză undele metrice (30—300 MHz) sînt foarte puțin difractate, respectiv influența difracției asupra distanței lor de propagare este relativ mică (13—15%)

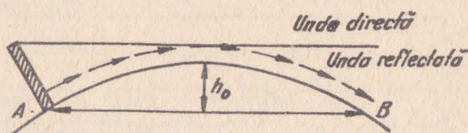


Fig. 9.20. Difracția undelor radio.

Refracția este, de asemenea, un fenomen optic cunoscut din fizică și amintit la începutul acestui capitol. Ea asigură în mod preponderent propagarea undelor metrice dincolo de orizontul optic. Explicarea refracției este legată de analiza structurii fizice a troposferei.

Troposfera cuprinde straturile inferioare ale atmosferei pînă la înălțimea de 11—14 km. Starea fizică a aerului din troposferă este caracterizată de umiditate, presiune și temperatură. Densitatea aerului scade treptat cu înălțimea după o lege exponențială; scad treptat și temperatura și umiditatea. Parametrii fizici ai troposferei determină valoarea indicelui de refracție n al aerului. La suprafața solului $n = 1{,}00034$, tinzînd către 1 la înălțimile foarte mari ale troposferei.

Valoarea indicelui de refracție n depinde de temperatură, umiditate și presiune și variază accentuat pînă la înălțimea de 10—12 km, după care rămîne aproximativ constant. Scăderea indicelui de refracție este în medie de $4 \cdot 10^{-8}$/m, ceea ce arată că valoarea absolută a indicelui de refracție se schimbă puțin. Pentru propagarea undelor metrice interesează însă nu valoarea lui, ci legea de variație a coeficientului n cu înălțimea.

Experimental s-a stabilit că variația acestui coeficient nu are un caracter constant, fapt care determină o mare neomogenitate a proprietăților optice ale troposferei.

Variația indicelui de refracție al troposferei are o importanță esențială în propagarea undelor. În figura 9.21 se arată în modul cel mai simplu refracția unei unde.

Datorită refracției este posibilă propagarea undelor metrice pe traiectorii curbilinii. Cînd refracția are caracter normal (determinată de scăderea indicelui de refracție cu înălțimea) curbarea traiectoriei are ca efect mărirea distanței de propagare pentru orizontul optic (fig. 9.22); este ca și cum raza pămîntului ar crește la $4/3R$, adică la aproximativ 8 500 km. În această situație,

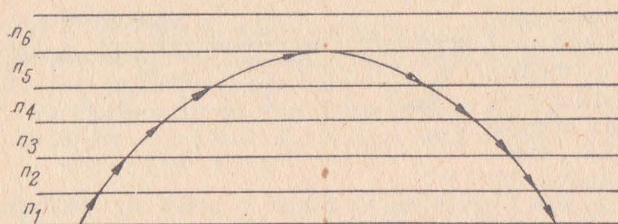


Fig. 9.21. Refracția undelor într-un mediu cu coeficientul de refracție care scade cu înălțimea $n_1 > n_2 > n_3 > n_4 > n_5$

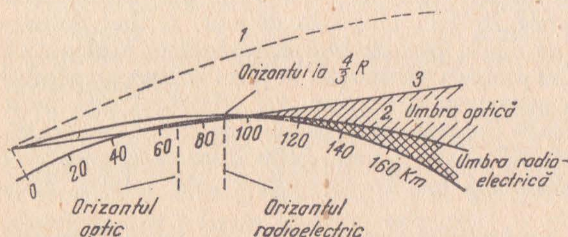


Fig. 9.23. Orizontul optic și orizontul radioelectric:
1 — undă spațială curbată datorită refracției; 2 — undă de suprafață curbată datorită refracției; 3 — undă directă nerefractată.
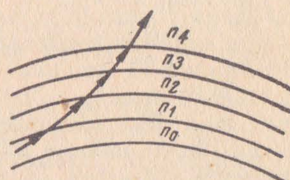


Fig. 9.22. Refracția undelor radio într-un mediu cu coeficient de refracție care crește cu înălțimea $n_4 > n_3 > n_2 > n_1 > n_0$

distanța limită a propagării directe este dată de orizontul radioelectric r_r, care se calculează cu relația:

$$r_r = 4{,}12\ (\sqrt{h_e} + \sqrt{h_r}). \tag{9.39}$$

Starea fizică a troposferei depinde de condițiile meteorologice, care determină modificări de densitate, presiune, umiditate, și deci, variația coeficientului n. Refracția troposferică poate avea un caracter negativ asupra propagării în zona de semiumbră. De exemplu, dacă se creează o anumită distribuție a umidității, temperaturii și presiunii la care indicele de refracție crește cu înălțimea, traiectoria devine curbilinie cu raza de curbură spre exterior (fig. 9.23).

Această situație în care cîmpul în zona de semiumbră scade datorită curbării traiectoriei se numește refracție negativă.

După toate aceste considerații se poate afirma că propagarea dincolo de orizontul optic se datorește în primul rînd refracției și în mai mică măsură difracției. Dincolo de orizontul optic, intensitatea cîmpului poate fi determinată cu următoarea formulă empirică:

$$E = \frac{4{,}25\ h_e\ h_r\ F\ r_{opt}^{n-2}\sqrt{P_e\ G_p}}{r^n} \tag{9.40}$$

în care E este exprimat în μ/V/m, h_e și h_r, în m, f, în MHz, r_{opt} și r, în km. P_e, în kW, iar n este un coeficient de atenuare care depinde de frecvență.

Valorile lui n sînt indicate în tabela 9.1.

Tabela 9.1

Coeficientul de atenuare a cîmpului în funcție de frecvență, la distanțe mai mari de orizontul optic

F (MHz)	30	50	60	100	160	200	230	400	600
n	3	3,7	4	4,7	5,5	6,4	6,9	8,5	10

Dacă indicele de refracție scade cu înălțimea mai repede decît în condiții normale (14.10^{-8}/m), undele spațiale suferă o superrefracție și se reîntorc pe pămînt la distânțe mult mai mari decît orizontul optic, asigurînd un cîmp stabil timp de ore sau chiar zile. Fenomenul de superrefracție are loc aproape totdeauna atunci cînd la suprafața pămîntului umiditatea este foarte mare, dar scade rapid cu înălțimea. Cazurile de superrefracție apar după ploi torențiale, în perioadele cu vreme umedă și mai ales deasupra suprafețelor mari de apă (lacuri, mări). Condiția suficientă pentru apariția superrefracției este ca umiditatea relativă de la sol pînă la înălțimea de 300 m să scadă cu 30% la $t = 20$°C, cu 50% la $t = 10$°C și cu 80% la $t = 0$°C. Probabilitatea apariției superrefracției este evident mai mare vara și toamna.

Superrefracția mută limita propagării directe în zona de umbră pînă la distanțe de 150—200 km de emițător:

$$r_{lim} = (5...10)\left(\sqrt{h_e} + \sqrt{h_n}\right) \qquad (9.41$$

Caracteristic pentru fenomenul de superrefracție este existența unei frecvențe critice de superrefracție $f_u = 80 ... 120$ MHz. Semnalele cu frecvență mai mică nu suferă niciodată superrefracție.

În concluzie pînă la orizontul optic (60—80 km) intensitatea cîmpului este constantă și nu depinde de condițiile meteorologice sau de anotimp. Dincolo de orizontul optic pînă la orizontul radioelectric, datorită difracției și refracției în troposferă, cîmpul se menține intens, dar cu caracter mai puțin stabil. Variațiile lente se datoresc condițiilor meteorologice care determină tipul refracției: pozitivă sau negativă. Variațiile rapide se datoresc fluctuației pe verticală a straturilor inferioare calde ale troposferei.

Distanțele maxime de propagare directă se obțin în cazul superrefracției troposferice, care apare în anumite condiții de umiditate. Frecvențele benzii *III* (174—230 MHz) se propagă la distanțe de 120—200 km, datorită în primul rînd superrefracției.

Superrefracția are un caracter neregulat și depinde în mare măsură de climat și anotimp.

Măsurările de cîmp efectuate în diferite regiuni au scos la iveală cîmpuri foarte puternice în zone de umbră, dincolo de lanțurile de munți, la distanțe de 200—300 km față de emițător. Acest fenomen se datorește difracției peste

creasta lanțului muntos și însumării favorabile în anumite puncte a cîtorva unde ce au suferit difracții. Aceste fenomene se observă cu preponderență numai la benzile *I* și *II*.

Cercetările întreprinse în ultima vreme au arătat că există posibilitatea recepționării semnalelor de televiziune chiar la distanțe de peste 300 km de emițător prin folosirea fenomenelor de reflexie și difuzie troposferică.

Reflexia undelor metrice în troposferă poate fi explicată prin existența neomogenităților de strat ce apar atunci cînd indicele de refracție are variații foarte mari. În aceste condiții, traiectoria undei suferă o refracție atît de mare încît unghiul de incidență al undei cu stratul următor este aproape nul, astfel că unda se reflectă și ajunge la pămînt. La suprafața pămîntului apare o nouă reflexie spre straturile neomogene; unda întîlnește un strat cu indice de refracție mult diferit, se reflectă din nou ș.a.m.d. Este ca și cum unda s-ar propaga într-un ghid metalic de unde (fig. 9. 24, *a*) prin reflexii succesive. În unele cazuri ghidul de undă este situat la înălțimi mari în troposferă și unda se reflectă succesiv între două straturi puternic neomogene; în această situație suprafețele de separare între straturi servesc drept plane de reflexie (fig. 9. 24, *b*).

Aceste ghiduri troposferice se formează sporadic, în perioadele de tranziție a condițiilor meteorologice și în perioadele de modificare intensă a temperaturii maselor de aer pe verticală, adică în lunile aprilie—septembrie.

Difuzia undelor metrice în troposferă se datorește neomogenităților globulare care sînt generate de mișcarea turbulentă a maselor de aer. Mișcările turbulente ale aerului creează zone cu stări fizice (temperatură, umiditate, presiune) foarte diferite. În aceste „globule" în care aerul suferă deplasări turbionare, viteza de propagare se modifică în mod diferențial. Astfel traiectoriile sînt supuse unor modificări de direcție, iar undele se împrăștie și energia lor se dispersează în medii cu constante dielectrice diferite. Dispersia energiei induce curenți în neomogenitățile mediului, care, la rîndul lor, radiază ca dipoli elementari.

Globulele de aer (diametrul lor este cuprins între 50 și 300 m) își modifică în permanență forma, densitatea și volumul și se găsesc într-o stare de permanentă fluctuație. Undele care străbat globulele pierd o parte din energia lor prin dispersie; tocmai această energie se propagă spre pămînt creînd la suprafața lui așa-numitul cîmp de difuzie troposferică. Distanța la care se propagă undele difuzate de neomogenitățile globulare depinde de înălțimea la care este situat globul și de frecvența semnalului. Se poate calcula ușor că o asemenea globulă la înălțimea de 10 km are orizontul optic la 800 km distanță.

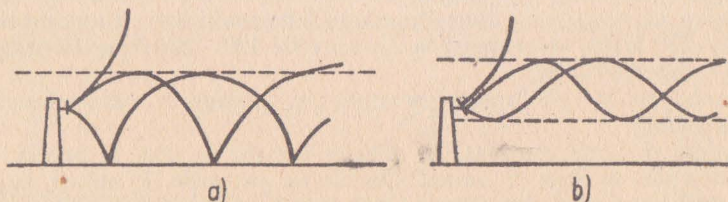


Fig. 9.24. Propagarea troposferică prin ghiduri de reflexie.

4. PROPAGAREA DINCOLO DE ORIZONTUL RADIOELECTRIC (PROPAGARE IONOSFERICĂ) A UNDELOR METRICE

Ionosfera este zona ionizată a atmosferei care începe la înălțimea de 70—80 km și se întinde pînă la 600—800 km.

Ionizarea este determinată de razele ultraviolete ale spectrului solar, care au o energie suficientă pentru a ioniza gazul atmosferei înalte. Atomii iradiați ai gazului atmosferei pierd electronii de pe ultima orbită și rămîn ioni pozitivi. Concentrația electronilor liberi, proveniți din procesul de ionizare, este variabilă cu înălțimea.

Atmosfera înaltă este bombardată și prin radiația corpusculară, de particule materiale cu mare viteză, care, la ciocnirea cu moleculele de gaz, provoacă o radiație ultravioletă, care, la rîndul său, ionizează mediul. Gradul de ionizare este determinat de concentrația electronilor liberi în unitatea de volum.

Concentrația electronilor liberi (N) are o anumită distribuție în spațiu, astfel încît se poate vorbi de o variație a ionizării, așa cum în cazul troposferei s-a relevat variația indicelui de refracție.

Măsurările efectuate în ultimul deceniu cu ajutorul rachetelor geofizice, sateliților artificiali și stațiilor cosmice au îmbogățit în mare măsură cunoștințele de la înălțimea de 70 km unde apar primele zone ionizate. Apoi concentrația electronilor crește (fig. 9.25, curba *1*) pronunțat pînă la înălțimea de 110—120 km, după care creșterea concentrației este uniformă pînă la înălțimea de 360—370 km, unde atinge un maxim. Apoi concentrația electronilor scade relativ lent pînă la înălțimea de 600—800 km.

Astfel, dacă între înălțimea de 90 km și 350 km concentrația electronilor crește de 15—20 ori, de la 350 km pînă la 500 km ea scade doar de două ori.

Vechea concepție despre existența unor maxime ionizate (fig. 9.25, curba *2*) considerate ca straturi ionizate ($D_1E_1F_1F_2$) s-a dovedit a fi eronată. În literatură s-a introdus noțiunea de zonă ionizată ($D_1E_1F_1F_2$).

Concentrația electronilor liberi (gradul de ionizare) depinde de intensitatea activității solare, de latitudine și de anotimp.

Ionosfera conține neomogenități și concentrații, deplasări turbulente ale zonelor ionizate, precum și suprafețe omogene cu concentrații mari.

Aceste elemente determină o asemănare între caracterul propagării undelor metrice datorită ionosferei și propagarea troposferică; deosebirea esențială constă în faptul că neomogenitățile troposferei se datoresc caracteristicilor de stare moleculară (temperatură, presiune, umiditate), pe cînd neomogenitățile ionosferei rezidă în caracteristicile de stare ale particulelor (gradul de ionizare).

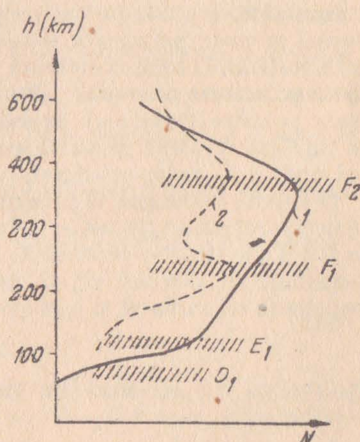


Fig. 9.25. Variația gradului de ionizare a ionosferei.

Dispersia şi reflexia sînt fenomene caracteristice şi pentru ionosferă. Efectul este însă diferit de cel al fenomenelor troposferice. Înălţimea straturilor ionizate fiind mare, propagările ionosferice oferă posibilitatea unor recepţii sporadice a semnalului de televiziune la distanţele de 1 000—1 500 km de staţia de emisie.

C. ANTENE PENTRU TELEVIZIUNE

1. NOŢIUNI GENERALE DESPRE ANTENE ŞI PROPAGAREA UNDELOR

Conductoarele electrice parcurse de curenţi alternativi radiază în jurul lor unde electromagnetice, care se propagă în spaţiul liber cu viteza luminii. Energia pe care conductorul o primeşte de la generatorul de alimentare este parţial transformată în energia undei radiate, iar parţial este transformată în căldură prin pierderile din conductor. Cînd un asemenea conductor, sau un sistem de mai multe conductoare sînt destinate special producerii undelor electromagnetice, ele poartă numele de antenă de emisie.

Calitatea esenţială a unei antene de televiziune trebuie să fie asigurarea unei lăţimi de bandă suficiente. Cu alte cuvinte, atît antenele de emisie cît şi cele de recepţie trebuie să fie antene de bandă largă.

Structura cîmpului electromagnetic este relativ complicată în apropierea antenei, dar la distanţe mari această structură se simplifică foarte mult, devenind ceea ce se numeşte o undă plană. Această undă plană se caracterizează prin aceea că liniile de forţă ale cîmpurilor electric şi magnetic sînt drepte paralele şi echidistante, şi ambele perpendiculare pe direcţia de propagare.

Prin polarizarea unei unde plane se defineşte orientarea ei în spaţiu luînd ca referinţă direcţia cîmpului electric. Respectiv se vor numi unde polarizate orizontal acele unde care se propagă astfel încît vectorul cîmp electric este orizontal şi unde polarizate vertical acele unde la care vectorul cîmp electric este vertical. O antenă formată din conductoare drepte aşezate orizontal emite unde polarizate orizontal, iar una formată din conductoare verticale va emite unde polarizate vertical. Standardul de televiziune OIRT, adoptat şi la noi în ţară (ca de altfel majoritatea standardelor de televiziune) foloseşte în general unde polarizate orizontal.

O antenă de emisie se prezintă la bornele de alimentare, unde este conectat generatorul, ca un circuit avînd o anumită impedanţă Z_A, compusă dintr-o reactanţă X_A şi dintr-o rezistenţă. Rezistenţa antenei rezultă, pe de o parte, din rezistenţa de pierderi R_p şi, pe de altă parte, dintr-o rezistenţă R_Σ numită rezistenţă de radiaţie şi care corespunde puterii radiate de antenă:

$$R_A = R_p + R_\Sigma. \qquad (9.42)$$

Notînd cu I_A curentul din antenă la bornele de alimentare, se poate scrie relaţia:

$$P = R_p I_A^2 + R_\Sigma I_A^2, \qquad (9.43)$$

P fiind puterea dată de generator antenei, $P_p = R_p\, I_A^2$ — puterea pierdută în rezistența conductoarelor și $P_\Sigma = R_\Sigma\, I_A^2$, puterea radiată. Raportul $\frac{P_\Sigma}{P}$ definește randamentul antenei.

Se poate demonstra că o antenă care ar radia uniform în toate direcțiile — antenă izotropă — ar produce în spațiul liber, la o distanță D, un cîmp electromagnetic a cărui intensitate E în V/m este dată de relația:

$$E = \frac{\sqrt{30\, P_\Sigma}}{D}, \qquad (9.44)$$

în care P_Σ este puterea radiată în antenă în wați, iar D distanța, în metri.

Antenele reale de emisie nu sînt izotrope, ci concentrează o mai mare parte din radiații pe o anumită direcție. Această proprietate poartă numele de directivitate. Rezultatul ei practic constă în aceea că o antenă directivă necesită o putere mai mică decît o antenă izotropă pentru a realiza la aceeași distanță un cîmp cu aceeași intensitate. Se poate deduce de aici noțiunea de cîștig al antenei, definindu-l ca raportul dintre puterea radiată de antena izotropă și de cea directivă pentru a produce la aceeași distanță aceeași intensitate a cîmpului.

Deci intensitatea cîmpului produs la o distanță D de către o antenă directivă cu cîștig G, care radiază puterea P_Σ, va fi :

$$E = \frac{\sqrt{30\, G\, P_\Sigma}}{D}. \qquad (9.45)$$

Cîștigul G echivalează cu mărirea de G ori a puterii radiate.

În practică este dificil să se definească cîștigul unei antene în raport cu antena izotropă, deoarece în realitate o asemenea antenă nu există. Pentru evaluarea cîștigului se folosește drept element de referință antena dipol simplu în $\frac{\lambda}{2}$. Această antenă este antena de bază în televiziune și va fi descrisă detaliat în paragrafele următoare. Teoretic se poate demonstra că un dipol în $\frac{\lambda}{2}$ are față de antena izotropă un cîștig egal cu 1,64. Așadar dacă o antenă are cîștigul G față de antena izotropă, ea va avea cîștigul $\frac{G}{1{,}64}$ față de dipolul în $\frac{\lambda}{2}$. Înlocuind în relația (19.4) și efectuînd calculele sub radical, se va obține:

$$E = 7\,\frac{\sqrt{G\, P_\Sigma}}{D}. \qquad (9.46)$$

Cîștigul în G fiind un raport, se exprimă foarte des în decibeli, calculul făcîndu-se ca pentru rapoarte de puteri. Pentru evitarea eventualelor confuzii se va nota cîștigul în decibeli cu simbolul G_{dB}.

Uneori în literatură se întîlnește și o altă definiție a cîștigului, și anume ***cîștigul în intensitatea cîmpului***. Potrivit acestei definiții cîștigul unei antene

este raportul dintre intensitatea cîmpului dată de antena respectivă și intensitatea cîmpului dată de un dipol în $\frac{\lambda}{2}$, luîndu-se în considerație direcția maximă de radiație. Cîștigul definit anterior poate fi numit *cîștigul în putere*. Deoarece intensitatea cîmpului este proporțională cu rădăcina pătrată a puterii radiate, cîștigul în intensitatea cîmpului va fi egal cu radicalul din cîștigul în putere. La exprimarea în decibeli a cîștigului în intensitate a cîmpului, calculul se va face ca pentru rapoartele de tensiuni. Deci dacă o antenă are cîștigul de putere egal cu 2, cîștigul ei în decibeli va fi 3dB. Aceeași antenă va avea cîștigul în intensitatea cîmpului $\sqrt{2} = 1,41$, ceeace în decibeli revine tot la 3 dB.

În acest manual se va folosi numai noțiunea de cîștig în putere, care se va defini totdeauna față de dipolul în $\frac{\lambda}{2}$.

Directivitatea antenelor de emisie poate fi exprimată corect și prin diagrama de directivitate, care nu este altceva decît o diagramă polară ce dă intensitatea relativă a cîmpului în funcție de direcție și într-un anumit plan.

Evident, proprietăților antenei de emisie analizate le corespund proprietăți similare ale antenelor de recepție.

O antenă de recepție este constituită în principiu dintr-un ansamblu de conductoare care plasate în cîmpul electromagnetic al unei antene de emisie pot căpăta o parte din puterea radiată de emițător, furnizînd-o la bornele de intrare a receptorului. Circuitul echivalent este cel din figura 9.26, în care e este forța electromotoare indusă în antenă, Z_A este impedanța antenei, iar Z_s impedanța de sarcină. U_s va fi tensiunea utilă la bornele sarcinii.

Aplicînd teorema reciprocității, putem stabili următoarele:

— impedanța Z_A a antenei, în cazul funcționării ca antenă de recepție, este egală cu impedanța aceleiași antene folosită ca antenă de emisie;

— cîștigul antenei de recepție este egal cu cîștigul aceleiași antene folosită ca antenă de emisie în sensul că o antenă cu cîștigul G poate capta o putere maximă de G ori mai mare decît antena luată ca termen de comparație, respectiv dipolul în $\frac{\lambda}{2}$.

Forța electromotoare indusă în antena plasată într-un cîmp cu intensitatea E este dată de relația:

$$e = \frac{\lambda E \sqrt{G R_\Sigma}}{\pi \sqrt{75}}, \tag{9.47}$$

în care: e este forța electromotoare indusă, în volți; E — intensitatea cîmpului, în volți pe metru; λ — lungimea de undă, în metri; G — cîștigul antenei; R_Σ — rezistența de radiație, în ohmi.

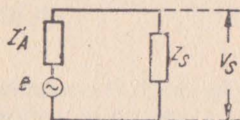


Fig. 9.26. Circuitul echivalent al unei antene de recepție împreună cu sarcina.

Puterea maximă pe care antena o poate debita sarcinii se realizează, ca pentru orice generator, în cazul în care sînt îndeplinite condițiile transferului maxim de putere: reactanța totală a circuitului să fie nulă ($X_A + X_S = 0$), iar rezistența de sarcină să

fie egală cu rezistența internă a generatorului ($R_A = R_S$). La antenele folosite pentru recepție în televiziune rezistența de pierderi este practic neglijabilă, așa că se poate spune că $R_A = R_\Sigma$.

Expresia puterii maxime disponibile la bornele sarcinii pentru condițiile transferului maxim de putere va fi:

$$P_{max} = \frac{\lambda^2 E^2 G}{300\,\pi^2}, \qquad (9.48)$$

căreia îi corespunde o tensiune la bornele sarcinii egală cu $\frac{1}{2}e$.

În baza tuturor celor expuse pînă acum se pot trage următoarele concluzii.

— în toate cazurile, semnalul recepționat depinde de intensitatea cîmpului E la locul recepției, care la rîndul său este invers proporțională cu distanța și direct proporțională cu radicalul din puterea radiată de emițător. Se menționează că această relație a fost stabilită pentru cazul ideal cînd emițătorul radiază în spațiul liber. În realitate există o multitudine de cauze care fac ca intensitatea cîmpului de recepție să fie simțitor mai mică;

— pentru un cîmp dat la locul recepției puterea recepționată este proporțională cu cîștigul antenei receptorului;

— puterea recepționată este proporțională cu λ^2. Pe măsură ce lungimea de undă scade, de exemplu în canalele superioare, scade și puterea maximă ce se poate obține;

— pentru o antenă dată obținerea puterii maxime este condiționată de adaptarea dintre antenă și receptor.

2. DIPOLUL SIMPLU

Cea mai simplă antenă de televiziune este antena dipol deschis în $\frac{\lambda}{2}$. Aceasta se realizează din două țevi sau bare de cupru, aluminiu sau chiar fier egale ca lungime și diametru așezate în prelungire și izolate între ele (fig. 9.27). Distanța între punctele B și C trebuie să fie foarte mică pentru a nu influența asupra raționamentelor ce urmează. Lungimea antenei este aproximativ egală cu $\frac{\lambda}{2}$ și de aceea antena poartă numele de dipol în $\frac{\lambda}{2}$.

Pentru a înțelege mai ușor funcționarea acestui dipol se va face o analogie cu liniile de transmisie. Se consideră o linie în $\frac{\lambda}{4}$ alimentată la capăt de un generator a cărui lungime de undă este λ, iar celălalt capăt al liniei este în gol (fig. 9. 28, *a*).

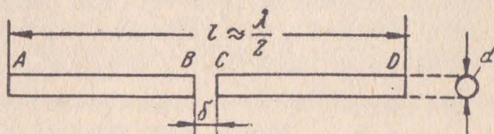
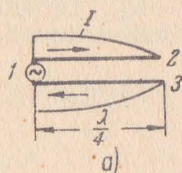


Fig. 9.27. Dipol simplu în $\frac{\lambda}{2}$.

Distribuția curentului în linie se va face după o lege sinusoidală, curentul fiind nul la bornele în gol și maxim la bornele de alimentare. În orice moment curentul



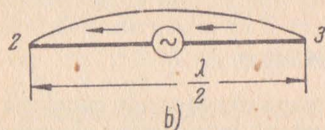


Fig. 9.28. Analogie între o linie de transmisie în gol, de lungime $\frac{\lambda}{4}$ și dipolul $\frac{\lambda}{2}$.

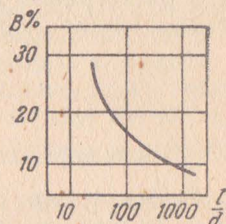


Fig. 9.29. Banda de trecere a dipolului în funcție de raportul $\frac{l}{d}$.

prin unul din conductoarele liniei va fi egal și de semn contrar cu cel din conductorul învecinat. Dacă acum s-ar deforma linia pînă cînd cele două conductoare se plasează unul în prelungirea celuilalt, de o parte și de alta a generatorului se obține un dipol. Distribuția curentului rămîne aproximativ aceeași pe fiecare conductor în parte. În privința impedanțelor însă, între linia $\frac{\lambda}{4}$ în gol și dipol există o importantă deosebire. Linia în $\frac{\lambda}{4}$ nu radiază energie și impedanța ei este o reactanță pură (dacă se neglijează pierderile). Dipolul însă radiind energie, la bornele lui se va găsi și o componentă rezistivă.

Se poate demonstra că impedanța antenei nu depinde de dimensiunile ei, ci doar de rapoartele dintre dimensiuni și lungimea de undă, respectiv raportul $\frac{l}{\lambda}$ și $\frac{l}{d}$.

La dimensiunile uzuale din televiziune, rezistența de pierderi a dipolului se poate neglija și impedanța antenei se poate scrie: $Z_A = R_\Sigma + j X_A$. Rezistența de radiație R_Σ variază cu raportul $\frac{l}{\lambda}$, pentru $l = \frac{\lambda}{2}$ această rezistență avînd valoarea de aproximativ 73 Ω.

Reactanța dipolului se anulează dacă lungimea dipolului este puțin mai mică decît $\frac{\lambda}{2}$.

Se vor analiza care sînt criteriile după care se face alegerea raportului $\frac{l}{d}$. Dipolul nostru este practic echivalent cu un circuit oscilant serie, care la o anumită lungime de undă, ceva mai mare decît λ_0, prezintă o reactanță capacitivă. Evident același raționament poate fi făcut și în frecvență. În cazul televiziunii ne interesează ca antena să aibă o bandă de trecere largă. Se poate demonstra că banda de trecere a dipolului depinde de raportul $\frac{l}{d}$, așa cum se vede în diagrama din figura 9.29, unde se dă banda relativă în procente din frecvența centrală în funcție de raportul $\frac{l}{d}$. Datorită faptului că grosimea

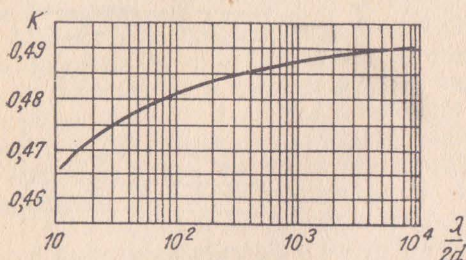


Fig. 9.30. Factorul de scurtare al unui dipol în funcție de grosimea dipolului.

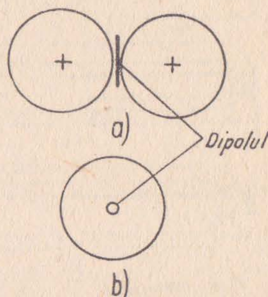


Fig. 9.31. Caracteristica de radiație a dipolului:
a — în plane care conțin dipolul;
b — în plane perpendiculare pe dipol.

dipolului nu este neglijabilă, așa cum reiese din figura 9.29, lungimea fizică a dipolului la care se produce rezonanța nu este $\frac{\lambda}{2}$, ci ceva mai mică.

Formula de calcul a lungimii fizice a dipolului în funcție de lungimea de undă și de grosimea sa este destul de complicată și de puțin utilizabilă în aplicațiile practice. Se poate însă utiliza o metodă mai simplă și mai rapidă. În definitiv se poate scrie $l = K\ \lambda/2$, unde coeficientul de scurtare K are o valoare ce rezultă din diagrama din figura 9.30.

În privința radiației, diagrama de directivitate a acestor dipoli se prezintă ca în figura 9.31. În plane perpendiculare pe conductorul antenei, caracteristica de radiație este un cerc, iar în plane ce conțin dipolul caracteristica de radiație are o formă tipică, denumită caracteristica în formă de 8. Se constată că radiația maximă are loc pe o direcție perpendiculară pe conductorul antenei, iar radiația pe direcția conductorului antenei este nulă.

3. DIPOLUL ÎNDOIT

Dipolul simplu în $\frac{\lambda}{2}$ descris anterior are o rezistență în jur de 75 Ω, și deci se pretează bine la conectarea cu fideri coaxiali care au impedanța caracteristică de această valoare.

Pentru cazurile cînd se utilizează linii bifilare care au o impedanță caracteristică mai mare se folosește alt tip de dipol, cunoscut sub numele de dipol îndoit sau buclat, a cărui construcție se vede în figura 9. 32. Acest dipol îndoit rezultă din doi dipoli simpli așezați paralel și la o distanță mică S. Capetele celor doi dipoli sînt scurtcircuitate între ele. Construcția din figura 9.32, *b* reprezintă din punct de vedere electric același lucru, numai că pentru ușurința construcției s-a făcut dipolul dintr-o singură țeavă îndoită.

Funcționarea acestui dipol poate fi dedusă, la fel ca și în cazul precedent, din funcționarea liniilor de transmisiuni. În figura 9. 33, *a* se vede o linie în $\frac{\lambda}{2}$

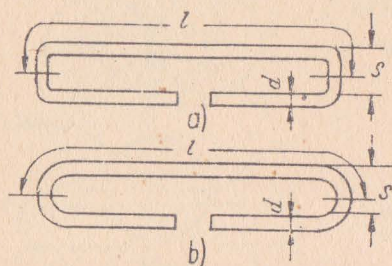


Fig. 9.32. Dipolul îndoit:
a — construcția din două țevi scurtcircuitate la capete; b — construcția dintr-o singură țeavă îndoită.

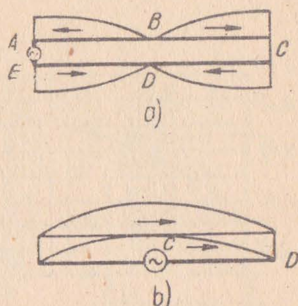


Fig. 9.33. Analogie între o linie în $\frac{\lambda}{2}$ scurtcircuitată și dipolul îndoit.

scurtcircuitată la capăt și alimentată cu un generator cu lungime de undă λ. Distribuția curentului în conductoarele unei asemenea linii este cunoscută. Dacă deformăm această linie ea se poate transforma în dipolul îndoit din figura 9.33, *b*, distribuția curentului rămînînd tot timpul aceeași. Constatăm că pe cele două ramuri ale dipolului se produc curenți egali de același sens și cu aceeași distribuție, ca și cum am avea doi dipoli simpli alimentați independent. Impedanța de intrare a liniei $\frac{\lambda}{2}$ scurtcircuitată la capăt este nulă. Impedanța dipolului îndoit nu poate fi nulă deoarece intervine și aici o rezistență de radiație. Se va vedea în continuare cît de mare este această impedanță.

Dipolul buclat radiază la fel ca și dipolul simplu, cele două ramuri fiind foarte apropiate. Notînd cu $\frac{I}{2}$ curentul într-una din ramurile dipolului îndoit, radiația lui va fi aceeași ca a unui dipol simplu parcurs de curentul I. Considerînd că se aplică aceeași putere ambelor antene, generatorul care alimentează dipolul îndoit va trebui să dea o tensiune de $2\,U$ $\left(\text{curentul fiind } \frac{I}{2}\right)$, iar generatorul care alimentează dipolul simplu, o tensiune U (curentul fiind I). Pentru dipolul simplu impedanța de intrare va fi $\frac{U}{I} = Z_{dip\ simplu}$, iar pentru dipolul îndoit $\frac{2\,U}{\frac{I}{2}} = 4\,Z_{dip\ simplu}$.

Deci dipolul îndoit are o impedanță de patru ori mai mare decît dipolu simplu, deci în jur de 300 Ω. Evident în baza teoremei reciprocității această proprietate este valabilă și la recepție.

Din punctul de vedere al benzii de trecere dipolul îndoit este identic cu un dipol simplu mai gros, avînd diametrul dat de relația:

$$d_{echiv} = \sqrt{2dS}. \tag{9.49}$$

Lungimea l a dipolului îndoit care intervine în calcule se consideră ca în figura 9.32, ţinînd seama de racordările de la capete.

Diagrama de directivitate a dipolului îndoit este aceeaşi cu diagrama de directivitate a dipolului simplu.

Se pot construi şi dipoli îndoiţi cu trei ramuri a căror impedanţă este de 9 ori mai mare decît a unui dipol simplu, dacă diametrele celor trei braţe sînt egale. Conectarea fiderului se poate face fie la braţul central (fig. 9.34, *a*), fie la unul din braţele laterale (fig. 9. 34, *b*).

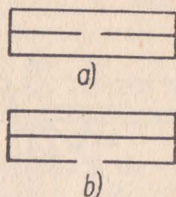


Fig. 9.34. Dipol cu trei ramuri:
a — conectarea se face la ramura centrală; *b* — conectarea se face la una din ramurile de la margine.

Dipolii îndoiţi se bucură de o largă răspîndire datorită unui mare avantaj constructiv pe care îl prezintă. Punctul median al braţului nealimentat este la potenţial zero şi în consecinţă poate fi fixat direct pe pilonul suport al antenei fără nici o precauţie de izolare. La dipolul simplu fixarea trebuie făcută printr-un izolator, care trebuie să aibă şi rezistenţă mecanică mare. Acest izolator introduce în mod inevitabil pierderi şi capacităţi suplimentare care modifică substanţial impedanţa antenei.

4. ANTENE DE EMISIE

La începutul acestui capitol s-a arătat că în majoritatea cazurilor, antenele emiţătoarelor de televiziune se realizează astfel încît cîmpul electric al undelor radiate să fie polarizat orizontal. Doar în cazuri speciale, în scopul micşorării influenţei reciproce între mai multe emiţătoare se utilizează polarizarea verticală.

Polarizarea orizontală oferă în raport cu cea verticală şi următoarele avantaje:

— nivelul perturbaţiilor induse în antena de recepţie de către sistemele de aprindere ale diverselor motoare este mai mic (la aceste perturbaţii predomină componenta verticală a cîmpului electric);

— construcţia antenelor de emisie şi recepţie cu coeficient ridicat de directivitate este, în cazul acesta, mai simplă.

După cum s-a arătat anterior, antena este necesar să transmită cu minim de distorsiuni întregul spectru de radiofrecvenţă al semnalului. În acest scop, impedanţa de intrare a antenei în punctul de conectare a fiderului trebuie să aibă doar componentă activă şi să fie constantă în întreaga bandă de frecvenţă.

Forma caracteristicii de radiaţie în plan orizontal se alege în funcţie de zona ce urmează a fi deservită de către emiţătorul respectiv. Pînă acum, în majoritatea cazurilor s-a preferat realizarea unor caracteristici omnidirecţionale. În plan vertical se urmăreşte ca să se obţină o caracteristică de directivitate cît mai îngustă.

Antena este pusă la pămînt prin intermediul pilonului metalic de susţinere. Elementele componente ale antenei sînt fixate pe acest suport metalic în punctele de potenţial nul ale elementelor radiante.

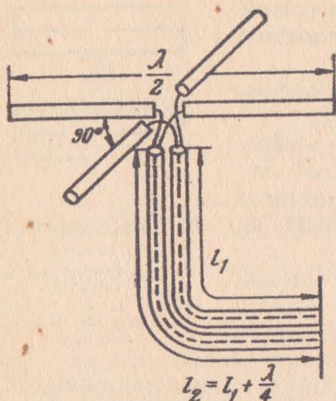


Fig. 9.35. Principiul de funcționare a antenei turnichet.

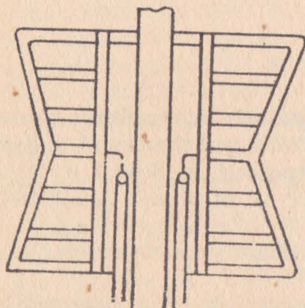


Fig. 9.36. Realizarea constructivă a unui plan din antene turnichet.

Dintre antenele folosite la emițătoarele moderne de televiziune, o răspîndire largă au căpătat-o antenele de tip turnichet. O antenă de acest tip vom descrie în cele ce urmează.

Antena turnichet realizează o diagramă de radiație aproximativ omnidirecțională în plan orizontal. O diagramă de acest tip se poate obține cu ajutorul a doi dipoli în $\frac{\lambda}{2}$ dispuși în spațiu sub un unghi de 90° și alimentați cu tensiuni decalate, de asemenea, cu 90° (fig. 9.35).

Decalajul tensiunilor de alimentare se obține datorită diferenței de $\frac{\lambda}{4}$ a lungimii fiderilor secundari de alimentare a dipolilor. Drept rezultat se formează un cîmp de radiație învîrtitor care asigură radiația uniformă în plan orizontal. Pentru ca antena să aibă lărgimea de bandă necesară, elementele constitutive ar trebui să aibă o grosime apreciabilă.

Vibratoarele (brațele dipolilor) cilindrice de diametru mare pot fi însă înlocuite cu plăci metalice subțiri. Direcția curentului fiind orizontală, placa metalică poate fi înlocuită cu o rețea de bare metalice orizontale. În felul acesta se micșorează și suprafața expusă la vînt a antenei. Micșorînd lungimea barelor centrale, se poate obține o concentrare a curenților la extremitățile de jos și de sus ale plăcii (fig. 9.36).

În consecință se obține un anumit efect de concentrare în plan vertical a energiei radiate. Acest efect poate fi accentuat prin folosirea mai multor antene turnichet suprapuse (antene superturnichet). Centrele diferitelor turnichete sînt situate la distanțe egale cu λ și alimentate în fază.

În ultima vreme se pune tot mai acut problema realizării unor diagrame de radiație în plan orizontal de diferite forme în funcție de configurația terenului și de amplasarea localităților ce trebuie deservite de emițătorul respectiv. Acest lucru este posibil prin realizarea grupărilor de antene panou.

Descrierea unor asemenea antene depășește însă cadrul acestui manual.

5. ANTENE DE RECEPȚIE

În principiu antenele descrise pînă acum în virtutea teoremei reciprocității, sînt perfect utilizabile și pentru recepție. Într-adevăr dipolii în $\frac{\lambda}{2}$, în special cei îndoiți sînt antene tipice de televiziune în zonele în care stațiile de emisie

produc un cîmp cu intensitate mare. La distanțe mai mari de stația de emisie sau în zone defavorizate din punctul de vedere al propagării este necesar să se folosească antene cu cîștig mai mare. Din categoria antenelor directive tipul cel mai răspîndit este *antena cu elemente pasive* cunoscută și sub numele de *antenă Uda-Yagi*. Dacă numărul de elemente pasive este mare, aceste antene poartă și denumirea de *antene canal de undă*.

În general, o antenă cu elemente pasive se compune dintr-un dipol simplu sau îndoit, de preferință îndoit, lîngă care se așază paralel unul sau mai mulți dipoli simpli formați dintr-un conductor continuu. Dipolul propriu-zis, la care se conectează fiderul, se numește dipol activ, iar ceilalți dipoli pasivi.

Acțiunea dipolilor pasivi poate fi explicată în modul următor. În prezența unui cîmp electromagnetic, dipolul pasiv devine sediul unor curenți induși. Ca urmare el va începe să radieze, ca orice conductor parcurs de curent. Altfel spus, dipolul pasiv funcționează ca o antenă de recepție, colectînd o anumită putere pe care apoi o radiază ca o antenă de emisie, cu excepția unor pierderi în rezistența proprie. În anumite condiții, radiația suplimentară a dipolului pasiv poate produce un cîștig de putere la bornele dipolului activ.

Se disting două tipuri de dipoli pasivi, și anume:

— reflectori, notați cu R, care se așază în spatele dipolului activ (DA) față de sensul din care se face recepția (fig. 9.37, *a*). Reflectorii au lungimi mai mari decît dipolul activ, și deci din punct de vedere electric sînt inductivi;

— directori, notați cu D, care se așază în fața dipolului activ. Au lungimi mai mici decît dipolul activ, și deci din punct de vedere electric sînt capacitivi (fig. 9.37, *b*).

Un cîștig mai mare se poate obține schimbînd acțiunea a doi directori (fig. 9.37, *c*), a unui director și a unui reflector (fig. 9.37, *d*) sau a unui reflector și a mai multor directori. Numărul directorilor poate ajunge chiar pînă la $d = 10 - 15$. Antene cu și mai mulți directori nu se folosesc, deoarece creșterea mai departe a numărului de directori nu duce la o creștere apreciabilă a cîștigului.

Cîștigul antenelor cu elemente pasive nu este proporțional cu numărul de elemente în sensul că dacă un director asigură un cîștig egal cu 3, doi directori nu dau niciodată un cîștig egal cu 6, ci mai mic. Aceasta se explică prin interacțiunea dintre elemente. De aici rezultă că nu este util să se

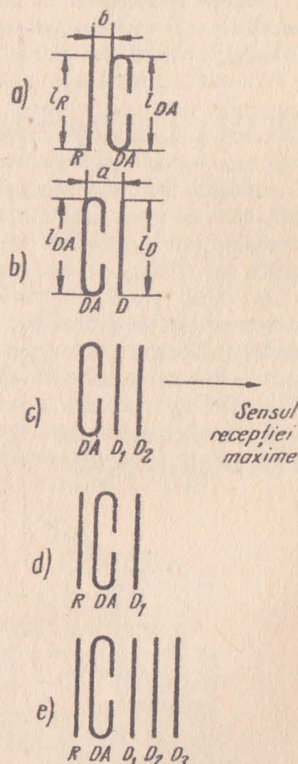


Fig. 9.37. Antene cu elemente pasive:
a — antena cu reflector; *b* — antena cu director; *c* — antena cu doi directori; *d* — antena cu reflector și director; *e* — antena cu reflector și 3 directori.

mărească exagerat numărul de elemente deoarece antena se complică și creșterea cîștigului este neînsemnată.

Prezența elementelor pasive, în afară de faptul că duce la o creștere a cîștigului, duce în același timp și la o modificare a impedanței antenei. Acest lucru poate fi explicat simplu considerînd dipolul activ împreună cu dipolii pasivi ca un sistem de circuite cuplate; la bornele dipolului activ impedanța totală rezultată din impedanța proprie însumată cu impedanțele reflectate de dipolii pasivi. În general prezența dipolilor pasivi are ca efect o micșorare a rezistenței de radiație.

O rezistență de radiație mică pune probleme grele la adaptarea antenei cu fiderul . De aceea în multe cazuri se sacrifică din cîștig pentru a se ajunge la o rezistență de radiație acceptabilă. Dacă dipolul activ este un dipol îndoit, atunci cîștigul antenei rămîne același, dar rezistența de radiație se mărește de patru ori.

Trebuie menționat că dacă se rotește antena cu 180° față de sensul recepției maxime, cîștigul devine subunitar, adică antena recepționează un semnal mai mic decît un dipol simplu.

Această proprietate a antenei poate fi definită prin ceea ce se numește *raportul față/spate* egal cu raportul dintre cîștigul pe direcția de recepție maximă și cîștigul pe direcția opusă. Faptul că o antenă realizează un raport față-spate mare este foarte important pentru recepția semnalului de televiziune, în sensul următor: eventuale semnale străine, perturbatoare, sau unde reflectate care sosesc dintr-o direcție opusă emițătorului de televiziune sînt mult atenuate și recepția se îmbunătățește. În zonele cu perturbații mari este de multe ori util să se realizeze un raport față-spate mare decît un cîștig maxim.

Dat fiind numărul foarte mare de elemente variabile, antenele cu elemente pasive se pot construi în mai multe variante, care diferă între ele prin cîștig, raport față-spate sau rezistență de radiație. În general se urmărește obținerea unui compromis satisfăcător între toți cei trei parametri ai antenei.

În sfîrșit, acolo unde sînt necesare cîștiguri foarte mari se utilizează antene cu multe elemente, care se pot grupa în plan orizontal sau vertical, așa cum se vede în figura 9.38.

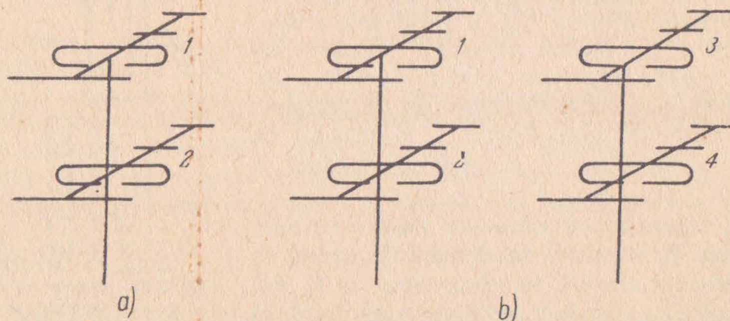


Fig. 9.38. Amplasarea mai multor antene pentru mărirea cîștigului:
a — două antene etajate; *b* — patru antene în două grupe etajate.

La legarea în paralel trebuie să se țină seama și de propagarea pe liniile de legătură. De regulă liniile care leagă între ele antenele sînt egale cu $\frac{\lambda}{2}$ sau cu un multiplu de $\frac{\lambda}{2}$ pentru a păstra impedanțele.

În afara acestor antene, oarecum clasice pentru instalații de recepții de televiziune, mai există și o serie de antene mai puțin cunoscute și utilizate în general numai acolo unde sînt necesare cîștiguri mari. Se vor da cîteva exemple.

Antena rombică (fig. 9. 39, *a*) este o antenă nerezonantă, utilizată și în comunicațiile radio pe unde scurte; funcționează cu o linie terminată pe impedanța caracteristică. În consecință este o antenă aperiodică ce recepționează semnale de orice frecvență. Cîștigul acestei antene crește cu raportu[1] $\frac{l}{\lambda}$, l fiind lungimea unei laturi a rombului. Un inconvenient al acestei antene îl constituie faptul că are impedanță de intrare relativ mare (de ordinul 800 Ω) și datorită dimensiunilor ei considerabile nu poate fi rotativă.

Unghiul optim de deschidere și cîștigul în funcție de raportul $\frac{l}{\lambda}$ sînt date în diagrama din figura 9.39, *b*.

Un alt tip de antenă, de mare cîștig, este *antena cu reflector în unghi*, arătată în figura 9.40. Reflectorul este constituit din două plăci metalice care formează între ele un unghi. Între cele două plăci, pe bisectoarea unghiului și paralel cu dreapta de intersecție a plăcilor se așază un dipol în $\frac{\lambda}{2}$, care este elementul activ al antenei. Pentru a micșora greutatea antenei și suprafața expusă vîntului în loc de plăci se folosesc plase metalice cu ochiuri mai mici de 0,01 λ sau grătare din vergele metalice paralele cu dipolul. Cîștigul și rezistența de intrare în funcție de unghiul de deschidere se dau tot în figura 19.40. Cîștigul crește pe măsură ce se micșorează unghiul de deschidere, dar în același timp cresc și dimensiunile antenei. De obicei se folosesc antene cu unghiuri de deschidere 60° sau 90° și chiar antene cu reflectori plani ($\alpha = 180°$).

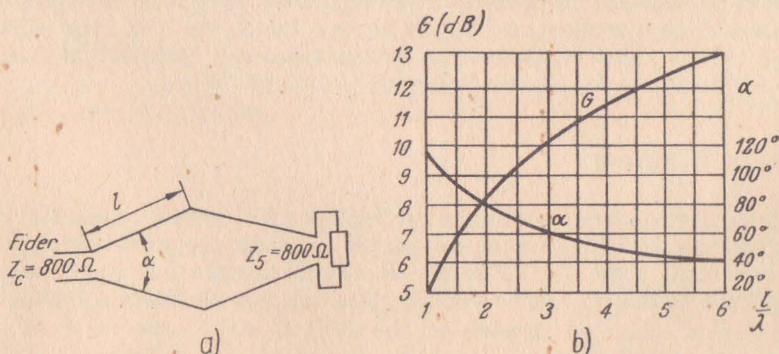


Fig. 9.39. Antena rombică(*a*); cîștigul și deschiderea optimă pentru diverse lungimi ale laturilor (*b*).

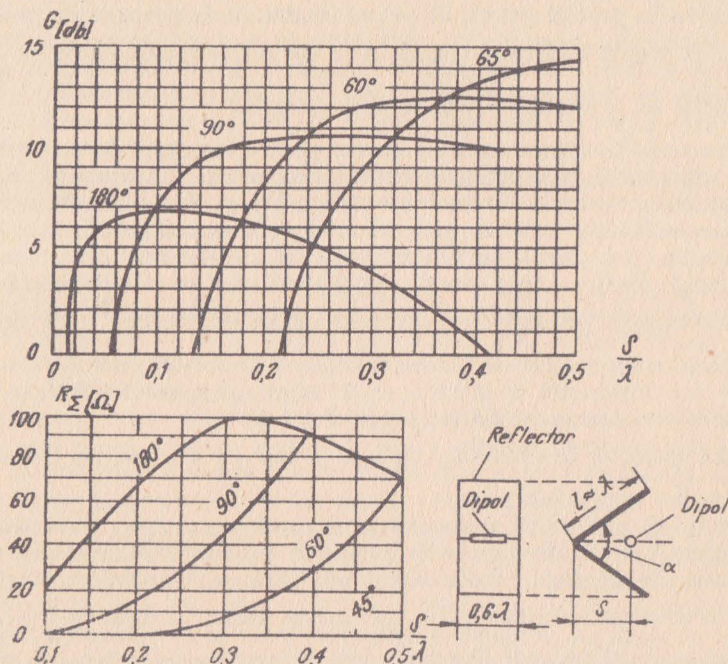


Fig. 9.40. Antena cu reflector în unghi. Cîştigul şi rezistenţa de radiaţie pentru diverse unghiuri de deschidere.

Mai există şi alte tipuri de antene, mai puţin folosite, *antene fantă, antene horn, antene elice* etc.

O dată cu dezvoltarea reţelelor de televiziune a început să se pună problema recepţionării mai multor canale, din aceeaşi bandă sau din benzi diferite cu aceeaşi antenă. Pînă în prezent o asemenea antenă „universală" nu a fost încă construită, însă s-au găsit diverse soluţii parţiale.

6. ANTENE COLECTIVE

O dată cu extinderea televiziunii şi implicit cu creşterea numărului de telespectatori instalaţiile de antene din marile oraşe au început să devină probleme de urbanistică. Este clar că sutele de antene aşezate haotic pe acoperişuri sau agăţate în toate poziţiile posibile prin balcoane cu fiderii atîrnînd la voia întîmplării şi măturînd faţadele nu fac decît să strice aspectul unui oraş. În plus, aceste antene sînt neraţionale din punct de vedere economic şi datorită faptului că antenele se maschează una pe alta, iar fiderii sînt prea lungi, eficacitatea lor electrică este redusă.

Din aceste motive, în ultimii ani, a început să se impună soluția antenei colective, care să facă parte din instalațiile aferente ale imobilului respectiv, ca, de exemplu, rețeaua de energie electrică sau de canalizare.

În principiu, o asemenea instalație cuprinde următoarele elemente, arătate în figura 9.41:

— o singură antenă plasată pe acoperișul clădirii;

— un fider de coborîre în interiorul clădirii;

— un amplificator de antenă;

— o cutie de ramificație prin care semnalul de la ieșirea amplificatorului se împarte spre coloanele principale;

— coloanele principale care străbat clădirea;

— cutiile de distribuție pe coloane, de la care se iau distribuțiile spre apartamente;

— cutiile terminale de apartament la care se conectează receptoarele;

— cutiile terminale de coloană care asigură terminația coloanelor pe impedanța lor caracteristică.

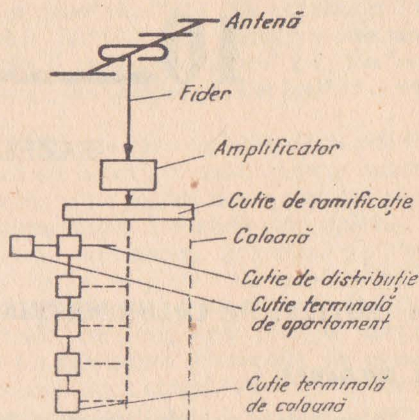


Fig. 9.41. Schema de principiu a unei instalații de antenă colectivă.

Schema de principiu din figura 9.41 poate să apară în multe alte variante, mai mult sau mai puțin complicate. În cazul clădirilor mai mici și la distanțe mici față de emițător este posibil ca semnalul recepționat să fie suficient de puternic și să nu fie nevoie de amplificator. La instalațiile foarte mari, unde trebuie să se asigure o siguranță în funcționare sporită, se montează încă o antenă și încă un amplificator de rezervă pentru cazurile de avarie. De multe ori antena colectivă de televiziune se asociază cu antena colectivă de radio pentru a folosi în comun distribuția în interiorul clădirii. În cazul acesta cutiile de distribuție cuprind și filtrele de separare a celor două categorii de semnale.

Amplificatorul de antenă este un amplificator de înaltă frecvență, de obicei de tipul cascod urmat de un număr de repetoare catodice, cîte unul pentru fiecare coloană. La instalațiile de capacitate mică, coloanele se cuplează la amplificator prin transformatoare.

CAPITOLUL

10

BAZELE TELEVIZIUNII ÎN CULORI

A. NOŢIUNI DE COLORIMETRIE

1. CULOAREA

Proprietatea ochiului omenesc de a putea deosebi lumina nu numai după intensitate ci şi după culoarea sa măreşte în mare măsură capacitatea de percepere şi diferenţiere a imaginilor. Imaginea în culori conţine mai multe informaţii vizuale decît cea în alb-negru. Dacă intensitatea luminii reprezintă o mărime cantitativă, culoarea se poate considera ca fiind o mărime calitativă, fiind determinată de compoziţia spectrală a luminii.

Undele luminoase vizibile ochiului omenesc sînt oscilaţii electromagnetice ale căror lungimi de undă sînt cuprinse între 400 şi 700 nm ($1nm = 10^{-9}m$). O oscilaţie luminoasă de anumită lungime de undă produce o senzaţie specifică de culoare. Astfel, în funcţie de lungimea de undă, radiaţiile luminoase produc următoarele senzaţii de culoare:

400—450 nm	violet;	570—590 nm	galben;
450—500 nm	albastru;	590—610 nm	portocaliu;
500—570 nm	verde;	610—700 nm	roşu.

Trecerea de la o culoare la alta nu se face brusc, ci treptat, astfel încît determinarea exactă a limitelor de lungimi de undă corespunzătoare unei anumite culori nu este posibilă. Limitele de mai sus au fost determinate cu concursul unui mare număr de observatori.

Majoritatea obiectelor din natură se împart în *corpuri opace reflectante* şi în *surse de lumină*. Sursele de lumină sînt de două categorii: *corpuri încălzite la incandescenţă* şi *surse luminescente*.

Lumina produsă de corpurile incandescente ia naştere din energia de agitaţie termică a atomilor, de aceea ea este compusă dintr-o infinitate de oscilaţii electromagnetice ale căror lungimi de undă se întind într-un domeniu larg. Dacă în lumina produsă apar cu aceeaşi energie toate radiaţiile luminoase din spectrul vizibil, asupra ochiului se produce senzaţia de lumină albă. Cu alte cuvinte, lumina albă este un amestec de radiaţii din spectrul vizibil a căror energie este uniformă. Majoritatea surselor care produc lumină prin incandescenţă au un spectru neuniform şi culoarea luminii produse este diferită de albul teoretic.

Sursele luminescente (cu descărcări în gaze rarefiate, cu substanțe fosforescente ori bioluminescente etc.) produc lumină prin transformarea unei energii (de mișcare, chimice etc.) în oscilații electromagnetice. Lumina produsă de aceste surse are spectrul discontinuu, în componența ei intrînd numai oscilații cu anumite lungimi de undă.

Corpurile reflectante absorb o parte din lumina care cade pe ele și reflectă restul (corpul fiind considerat opac). Dacă ele absorb în mod uniform lumina, spectrul luminii reflectate nu se va schimba, ci va scădea doar intensitatea ei. Aceste corpuri nu au culoare (corpuri acromatice), imaginile lor apărînd în nuanțe de gri, de la alb la negru. Corpurile care absorb mai intens o parte a spectrului vizibil apar colorate. De exemplu, un corp care absoarbe radiațiile roșii, în lumină albă pare albastru. Acest fenomen este ilustrat grafic în figura 10.1, cu ajutorul caracteristicilor spectrale, care exprimă variația energiei luminoase cu lungimea de undă λ. Curba *a* reprezintă distribuția de energie a radiației albe incidente, iar curba *b* caracteristica absorbției de energie luminoasă de către corp. Diagrama *c* arată caracteristica spectrală a luminii reflectate. Se observă că energia cea mai mare o au radiațiile din domeniul culorii albastre. Deoarece curba *c* se obține prin împărțirea curbei *a* cu *b*, este evident că culoarea corpurilor reflectante depinde de compoziția luminii incidente.

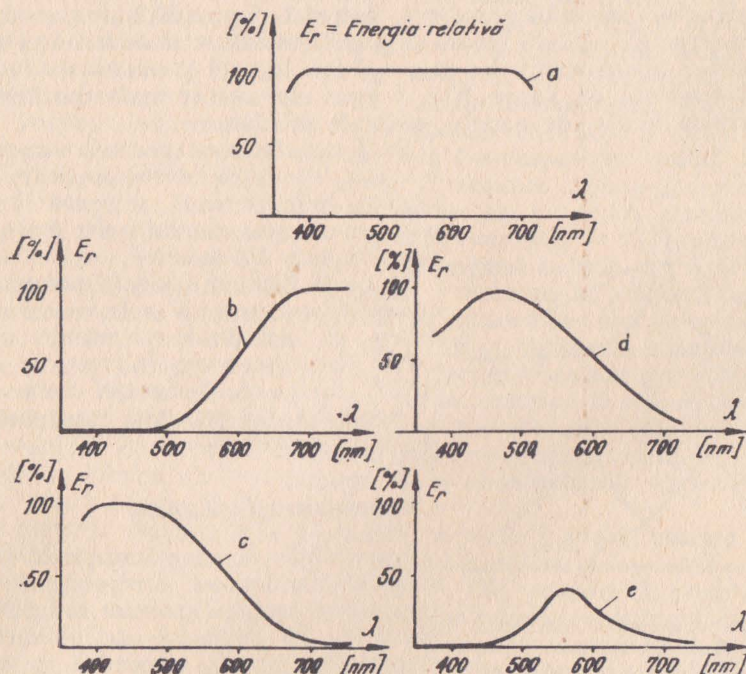


Fig. 10.1. Caracteristici spectrale.

Astfel, dacă asupra aceluiaşi corp se proiectează o lumină portocalie-roşcată (curba *d*), el va apărea în culoare verde (curba *e*).

Din punctul de vedere al percepţiei, culoarea are trei atribute esenţiale: nuanţa, saturaţia şi luminozitatea.

Nuanţa culorii este caracteristica pe baza căreia se pot deosebi cel mai uşor culorile: roşu, galben, verde etc. Ea este determinată de lungimea de undă la care se situează maximul caracteristicii spectrale. Corespondenţa dintre lungimea de undă a maximului şi denumirea nuanţei a fost dată la începutul acestui capitol.

Saturaţia culorii este legată de lărgimea caracteristicii spectrale. Cu cît caracteristica spectrală este mai ascuţită, devenind la limită un segment de dreaptă verticală, cu atît saturaţia culorii este mai mare. Saturaţia poate fi cuprinsă între 100%, în cazul caracteristicii în formă de segment vertical, şi 0%, în cazul luminii albe.

Luminozitatea culorii este determinată de intensitatea radiaţiilor luminoase care ajung la ochiul observatorului. Ochiul însă nu percepe toate radiaţiile luminoase avînd aceeaşi intensitate, ca fiind la fel de luminoase. Aceasta se explică prin sensibilitatea mai ridicată a ochiului înspre mijlocul gamei radiaţiilor vizibile, ceea ce determină ca culorile ale căror nuanţe corespund acestei părţi a spectrului să pară mai luminoase.

Diferenţele calitative dintre culori se pot pune în evidenţă pe baza curbelor de repartiţie spectrală a energiei. Astfel, în figura 10.2, *a* se arată caracteristicile spectrale a două lumini de aceeaşi nuanţă, dar de saturaţii diferite. Lumina care are caracteristica spectrală mai îngustă şi mai ascuţită este mai pură. În diagrama din figura 10.2, *b* s-au reprezentat caracteristicile spectrale a două lumini de nuanţe spectrale diferite.

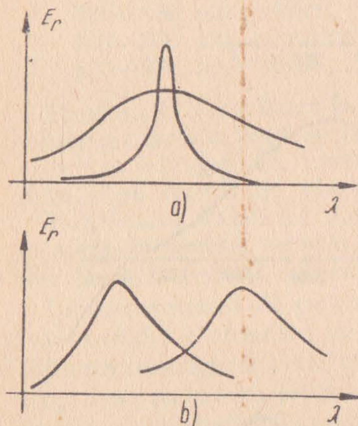


Fig. 10.2. Caracteristicile spectrale a două lumini de aceeaşi culoare, dar saturaţii diferite (*a*) şi a două lumini de culori diferite (*b*).

Dacă caracteristica spectrală a unei lumini este atît de îngustă încît se poate reprezenta printr-o linie verticală, se spune că lumina este monocromatică. Radiaţiile monocromatice sînt rare în natură.

Se poate face o analogie formală între caracteristica spectrală a luminii şi caracteristica de amplitudine-frecvenţă a unui circuit electric selectiv. În acest caz, nuanţa culorii corespunde frecvenţei de rezonanţă a circuitului, iar saturaţia corespunde lărgimii lui de bandă.

2. COMPUNEREA CULORILOR

Proprietăţile de nuanţă spectrală şi saturaţie ale culorilor pot fi reprezentate grafic cu ajutorul cercului culorilor al lui Newton (fig.10.3). Pe periferia acestui cerc s-au reprezentat culorile spectrului, în ordinea lungimii de undă. În centrul cercului este

situată culoarea albă. Plecînd din acest punct de-a lungul unei raze, se trece printr-o serie de puncte care reprezintă aceeași nuanță spectrală, dar saturații diferite: aceasta din urmă crește de la 0%, cît este în centrul cercului, la 100% pe periferia sa. În acest cerc, fiecărei culori îi corespunde un vector cu originea în centrul cercului și cu vîrful în punctul corespunzător nuanței și saturației date: direcția vectorului indică nuanța, iar lungimea sa, raportată la raza cercului, saturația.

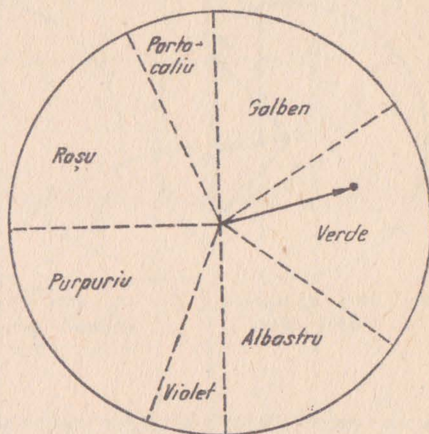


Fig. 10.3. Cercul culorilor.

Se consideră două surse care produc lumini colorate. Dacă luminile acestor surse sînt proiectate simultan pe un ecran opac alb, se constată că acesta se colorează diferit de cele două lumini componente. Dacă cele două lumini sînt reprezentate pe cercul culorilor prin vectorii *OA* și *OB* (fig.10.4), culoarea rezultantă va fi dată de vectorul *OC*, al cărui vîrf se află pe dreapta *AB*. Dacă, de exemplu, se amestecă lumina roșie cu cea verde, se obține lumină galbenă. Din amestecul culorilor de la cele două extreme ale spectrului vizibil apare culoarea purpurie, reprezentată pe cercul culorilor între roșu și violet. Această culoare nu apare în spectrul obținut prin descompunerea luminii albe cu ajutorul unei prisme de sticlă, de aceea se numește culoare „nespectrală".

Variind saturațiile celor două culori proiectate pe ecran, numite *culori primare*, fără a le schimba nuanțele, culoarea rezultantă se va înscrie pe cercul culorilor între vectorii *CA* și *OB*, în triunghiul hașurat din figura 10.5. Aceasta arată că cu ajutorul a două culori, amestecate în proporții convenabile, se poate produce o gamă întreagă de alte culori, dar care pe cercul culorilor apar cuprinse între cele două culori primare. Varietatea nuanțelor culorilor este cu atît mai mare cu cît cele două culori primare sînt mai îndepărtate între ele. Dacă culorile corespund la doi vectori orientați în sensuri diametral opuse, de lungimi egale, rezultanta acestor vectori este nulă, ceea ce reprezintă culoarea albă. Acele culori, diametral opuse pe periferia cercului, care prin însumare dau lumina albă, se numesc *culori complementare*. Astfel sînt, de exemplu, roșu-albastru, galben-violet etc.

Gama culorilor obținute prin combinație se poate lărgi prin mărirea numărului de lumini primare. În practică cel mai des se utilizează trei culori primare. Dacă aceste culori sînt așezate la unghiuri de 120° pe periferia cercului culorilor, se obține o maximă suprafață a domeniului culorilor rezultante (fig.10.6).

Se observă însă că nici în acest caz nu se poate acoperi întreaga suprafață a cercului, ceea ce arată că deși se pot obține toate nuanțele de culoare cuprinse pe cerc, saturația lor nu poate atinge 100%.

Pentru satisfacerea necesităților practice, cele trei culori primare trebuie să aibă lungimi de undă astfel alese încît cu ajutorul lor să se poată reproduce

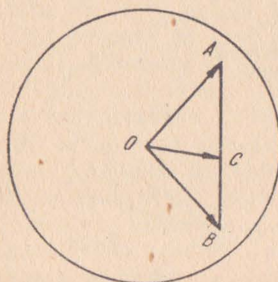


Fig. 10.4. Compunerea a două culori.

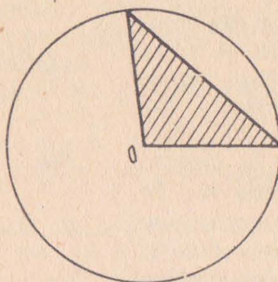


Fig. 10.5. Domeniul culorilor obţinute prin compunerea a două lumini monocromatice.

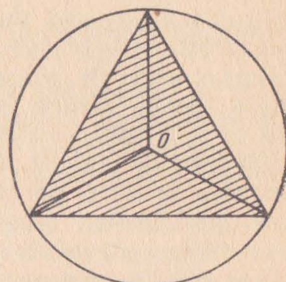


Fig. 10.6. Domeniul culorilor ce se pot obţine prin compunerea a trei lumini monocromatice.

acele culori pentru a căror saturaţie ochiul omenesc are sensibilitatea cea mai ridicată.

Pentru reproducerea imaginilor de televiziune în culori s-a adoptat metoda compunerii cu ajutorul a trei culori primare. Aceste culori sînt *roşul*, cu lungimea de undă $\lambda_1 = 700$ nm, *verdele*, cu $\lambda_2 = 546$ nm şi *albastrul**, cu $\lambda_3 = 436$ nm.

Pentru definirea matematică a caracteristicilor unei lumini colorate, obţinută prin compunere din trei culori primare, proprietăţile descrise cu ajutorul cercului culorilor trebuie transpuse în relaţii. Pentru aceasta se notează cu R, G şi B unităţile de flux luminos monocromatic de culoare roşie, verde, respectiv albastră, corespunzătoare celor trei puncte de pe periferia cercului culorilor, şi cu r, g şi b coeficienţii care arată în ce proporţie trebuie dozate cele trei culori monocromatice, pentru a obţine o culoare dorită. Atunci, coloraţia fluxului luminos rezultant este:

$$F = rR + gG + bB. \qquad (10.1)$$

Coeficienţii r, g şi b, numiţi *coeficienţi tricromatici*, au fost determinaţi pentru diferite lungimi de undă a luminii rezultate prin experienţe efectuate asupra unui mare număr de indivizi. Curbele astfel trasate (fig.10.7) servesc pentru determinarea proporţiei fluxurilor R, G, B într-o lumină de lungime de undă dată.

Vorbind strict, unul din coeficienţii tricromatici are valoare negativă (exceptînd lungimile de undă mai mari de 650 nm). Desigur noţiunea de culoare „negativă" este lipsită de sens fizic, dar în cazul de faţă confirmă faptul că din amestecul radiaţiilor monocromatice nu se poate obţine o culoare spectrală pură; culoarea rezultată nu va avea saturaţia de 100%.

Determinarea nuanţei spectrale şi a saturaţiei unei culori obţinute din amestecul altor culori se poate face cu ajutorul diagramei culorilor. Deoarece sînt trei variabile independente r, g, b, diagrama ar trebui să se situeze

* De fapt la lungimea de undă $\lambda_3 = 436$ nm culoarea luminii este violetă. Se va utiliza însă în mod convenţional denumirea de albastru, răspîndită în literatura internaţională de specialitate.

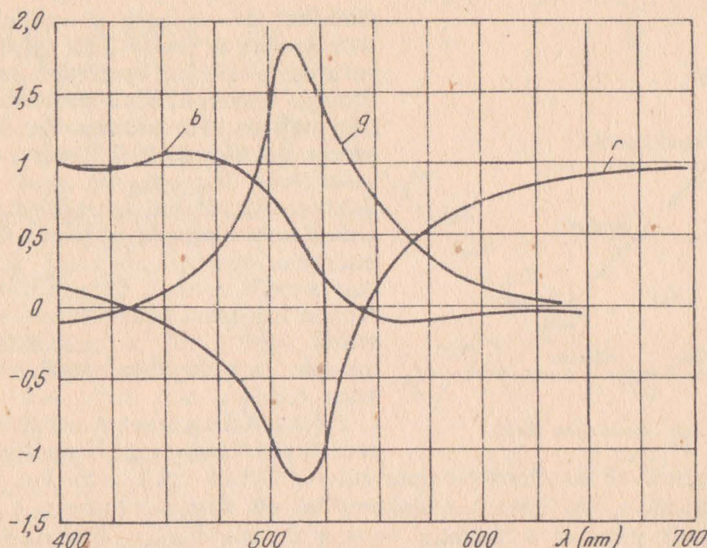


Fig. 10.7. Curbele de variaţie a coeficienţilor tricromatici.

în spaţiul tridimensional. Dar, în general, interesează numai nuanţa şi saturaţia culorii, nu şi intensitatea sa, de aceea se poate considera că:

$$r + g + b = 1, \qquad (10.2)$$

ceea ce corespunde faptului că lumina rezultată va avea fluxul egal cu unitatea. Astfel, unul din coeficienţii tricromatici se poate exprima în funcţie de ceilalţi doi:

$$b = 1 - (r + g), \qquad (10.3)$$

şi deci rămîn numai două variabile independente, fapt care permite reprezentarea diagramei culorilor în spaţiul cu două dimensiuni, adică în plan. Pentru aceasta, se alege ca sistem de coordonate cel cu două axe rectangulare (fig.10.8), notînd pe axa absciselor mărimea r, iar pe axa ordonatelor mărimea g. Punctul cu coordonatele $r = 1$, $g = 0$ ($b = 0$) corespunde pe grafic unităţii de roşu R, întrucît în acest caz $F = R$. Punctul $r=0$, $g=1$ ($b=0$) corespunde poziţiei unităţii de verde G. În origine se află unitatea de albastru B($r=g=0$, deci $b=1$). Unind punctele R, G şi B prin drepte, se obţine triunghiul RGB, în interiorul căruia se află toate culorile reale care se pot forma din amestecul culorilor R, G, B.

Nuanţa şi saturaţia pot fi determinate cu ajutorul diagramei la fel ca şi cu cercul culorilor, dacă se cunoaşte punctul corespunzător luminii albe. Acesta este situat la coordonatele $r=g=b=1/3$.

Triunghiul RGB conţine, aşa cum s-a mai arătat, numai trei culori care pot avea saturaţia de 100%, acelea corespunzătoare lui R, G şi B. Cu ajutorul

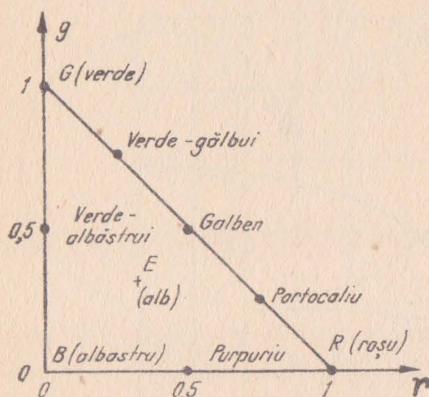


Fig. 10.8. Triunghiul RGB.

curbelor de variaţie a coeficienţilor tricromatici se poate însă trasa curba tuturor radiaţiilor spectrale pure (saturate). Pentru aceasta se citesc valorile coeficienţilor tricromatici din diagrama din figura 10.7 pentru diferite valori ale lungimii de undă şi se figurează în planul triunghiului *RGB*. Unind aceste puncte, se trasează curba nuanţelor spectrale saturate (fig.10.9), care se află în afara triunghiului *RGB*. Numai în partea galbenă-roşie a spectrului latura *RG* a triunghiului se apropie mult de curba nuanţelor spectrale saturate.

Folosirea diagramei culorilor în sistemul de coordonate *r, g, b* este incomodă, datorită faptului că coordonatele unor culori reale au valori negative, ceea ce complică calculele. De aceea s-a elaborat un alt sistem colorimetric, numit *XYZ*, obţinut printr-o schimbare de axe de coordonate. Pentru aceasta, triunghiul *RGB* şi curba nuanţelor spectrale pure sînt înscrise într-un triunghi oarecare *XYZ*, astfel ca toate culorile reale să se găsească în interiorul triunghiului *XYZ* (fig.10.10). Acest grafic poate fi recalculat în sistemul de coordonate *x,y* cu ajutorul unor relaţii de transformare liniară. În acest caz, punctului *Y* îi corespund coordonatele $x=0$, $y=1$; punctului *X* coordonatele $x=1$, $y=0$; punctului *Z* coordonatele $x=y=0$, iar punctului *E* (culoarea albă), coordonatele $x=y=0{,}33$.

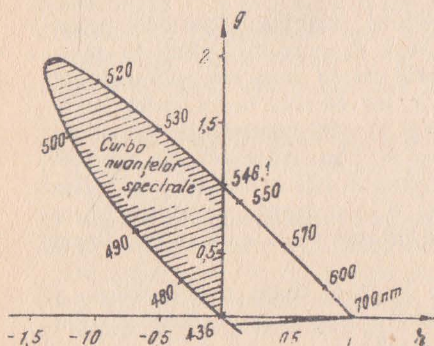


Fig. 10.9. Curba nuanţelor spectrale saturate.

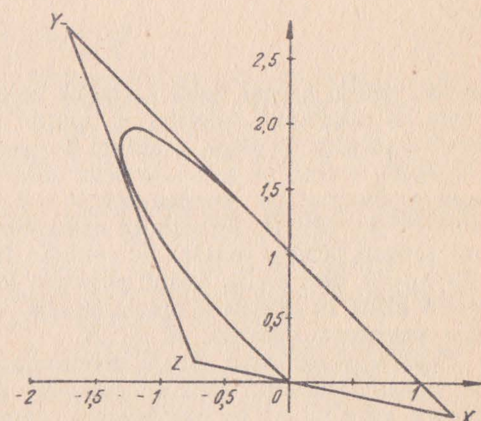


Fig. 10.10. Înscrierea curbei nuanţelor spectrale saturate într-un triunghi *XYZ*.

Diagrama culorilor în sistemul XYZ este reprezentată în figura 10.11. Culorile fundamentale ale sistemului XYZ, situate în afara zonei delimitate de curba nuanțelor spectrale pure sînt culori fictive și servesc numai la exprimarea culorilor amestecului.

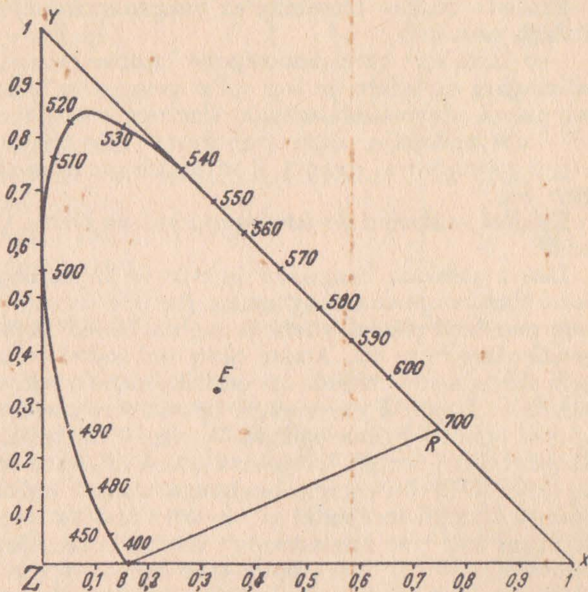


Fig. 10.11. Diagrama culorilor în sistemul XYZ.

Dacă se trasează o linie dreaptă care trece prin punctul E și printr-un punct oarecare λ_n de pe curba nuanțelor spectrale, această dreaptă va reprezenta culorile de nuanța dată de lungimea de undă λ_n, de saturații diferite, variind între 0 și 100%. Continuînd deplasarea de-a lungul dreptei dincolo de punctul E, se ajunge la culoarea complementară a culorii considerate.

Toate culorile ce se pot obține din amestecul în proporții diferite a trei culori fundamentale se găsesc în interiorul triunghiului ale cărui vîrfuri se sprijină pe culorile alese. În mod analog, unind printr-un segment de dreaptă două puncte oarecare din diagramă, punctele segmentului de dreaptă vor reprezenta toate culorile care se pot obține prin combinații ale culorilor indicate de cele două puncte. Prin alegerea potrivită a celor două puncte este posibil să se obțină un număr destul de mare de culori naturale.

B. PRINCIPIILE TELEVIZIUNII ÎN CULORI

1. PRINCIPIUL DESCOMPUNERII ȘI COMPUNERII IMAGINILOR ÎN CULORI PRIMARE

Toate instalațiile de televiziune în culori transmit imaginile cu ajutorul a trei culori primare. S-a arătat mai înainte că în acest fel sînt reproductibile toate nuanțele spectrale și o bună parte din gradațiile de saturație. Utilizînd mai multe culori primare, se pot reproduce culori cu saturații mai mari, însă se complică în mod excesiv instalația necesară transmisiunii, fapt care nu justifică îmbunătățirile realizate. Acesta este motivul pentru care atît în televiziunea în culori cît și în tehnica filmului color se lucrează cu trei culori primare.

Pentru a realiza transmiterea imaginilor în culori, sînt necesare două instalații principale:

— o instalație care descompune lumina colorată sosită de la un element al imaginii explorate, în trei culori primare și în funcție de intensitățile acestor culori, elaborează semnale electrice corespunzătoare;

— altă instalație, care transformă cele trei semnale electrice în lumină avînd intensitatea, nuanța și saturația corespunzătoare elementului de imagine dat.

Evident, sistemul de telecomunicații va trebui să aibă trei canale de transmisie.

Descompunerea imaginilor în culorile fundamentale se poate face cu ajutorul filtrelor optice și al oglinzilor. Pentru aceasta, în calea razelor de lumină se interpun două plăci de sticlă, la unghiuri de 45° față de razele de lumină și perpendiculare între ele. Aceste plăci sînt astfel construite, încît lasă să treacă prin ele o parte a luminii, iar cealaltă parte o reflectă, absorbția lor fiind neînsemnată. Datorită proprietății de reflexie, aceste plăci se denumesc în mod curent oglinzi. Prima oglindă O_1 (fig.10.12) reflectă uniform în tot spectrul vizibil 1/3 din energia luminoasă și lasă să treacă restul de 2/3. A doua oglindă O_2 reflectă1/2 din energia luminoasă rămasă (adică 1/2 din 2/3, deci 1/3 din energia luminii incidente) și tot atîta lasă să treacă prin ea. În felul acesta se obțin trei raze luminoase cu energii egale. Dacă în calea fiecărei raze se interpune cîte un filtru optic care lasă să treacă numai lumina de culoare roșie, verde, respectiv albastră, se obțin cele trei componente primare ale luminii colorate. În spatele celor trei filtre se așază cîte un tub videocaptor, care furnizează semnalele electrice necesare.

Acest sistem optic este reversibil, dacă în locul tuburilor videocaptoare se așază cîte un tub cinescop obișnuit, pentru imagini în alb-negru, comandate de semnalele corespunzătoare. Din spectrul fiecărei imagini în alb-negru filtrele de culoare F_1, F_2 și F_3 (fig.10.13) absorb o parte din radiații, astfel

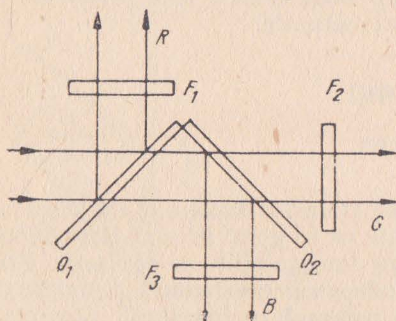


Fig. 10.12. Descompunerea luminii cu ajutorul a două plăci de sticlă.

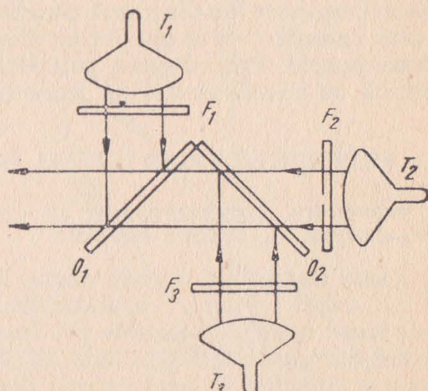


Fig. 10.13. Recompunerea imaginii cu ajutorul a două plăci de sticlă.

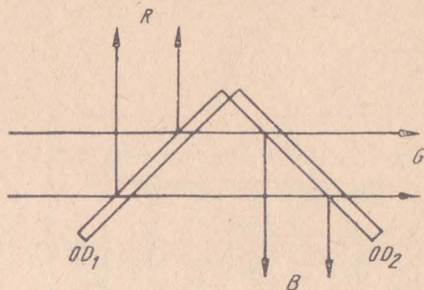


Fig. 10.14. Descompunerea luminii cu ajutorul oglinzilor dicroice.

încît după trecerea prin filtre se obțin cele trei imagini în culori primare. Oglinzile O_1 și O_2 suprapun aceste imagini, astfel ca rezultanta lor să fie imaginea color originală.

Principalul neajuns al sistemului optic prezentat constă în randamentul său luminos foarte scăzut. Într-adevăr, filtrele de lumină lasă să treacă doar 10 — 20% din energia luminoasă care cade pe ele, restul energiei fiind absorbită. Absorbția filtrelor se datorește în primul rînd însăși funcționării selective a lor și în al doilea rînd opacității intrinsece a materialelor din care sînt făcute. Luînd în considerare și divizarea energiei de către oglinzi, se constată că la tuburile videocaptoare ajunge doar 3—7% din energia luminoasă totală.

Îmbunătățirea randamentului sistemului de descompunere a luminii se poate obține prin utilizarea oglinzilor dicroice. *Oglinzile dicroice*, numite și *selective*, au proprietatea de a reflecta cu precădere energia luminoasă dintr-o porțiune a spectrului și de a lăsa să treacă energia din restul spectrului. Această însușire se bazează pe interferența luminii în straturi subțiri. Oglinzile dicroice folosite în televiziune sînt compuse dintr-o placă de sticlă pe care se depun straturi foarte subțiri de substanțe speciale. Numărul și grosimea straturilor sînt determinate de forma curbei de selecție necesară și de porțiunea de spectru care urmează să fie reflectată sau lăsată să treacă. Cu ajutorul unei astfel de oglinzi selective se poate descompune un flux luminos în două fluxuri cromatice. Folosind două oglinzi, ca în figura 10.14, se poate descompune fluxul luminos în trei fluxuri corespunzătoare celor trei culori primare. Oglinda OD_1 reflectă razele roșii și lasă să treacă prin ea restul spectrului. Oglinda OD_2 reflectă lumina albastră, astfel că ceea ce rămîne din spectrul vizibil are culoare dominantă de verde.

Oglinzile dicroice construite rațional au o eficacitate foarte mare, dînd un coeficient de transparență de pînă la 98% pentru o parte a spectrului și un coeficient de reflexie de pînă la 85% pentru cealaltă parte. Datorită acestor proprietăți, oglinzile dicroice sînt în general preferate în tehnica televiziunii în culori.

2. PROCEDEE DE DESCOMPUNERE ȘI TRANSMITERE A IMAGINILOR ÎN CULORI

Instalațiile de descompunere, transmitere și refacere a imaginilor în culori pot funcționa după procedeul *succesiv* sau *simultan*.

Procedeul de transmitere succesivă a culorilor se caracterizează prin aceea că semnalele corespunzătoare imaginilor primare monocromatice se formează și se transmit succesiv, prin intermediul unui singur lanț de transmisiune. Imaginea obiectului în culori se descompune succesiv în trei imagini primare cu ajutorul unui sistem mecanic dispus în fața tubului videocaptor

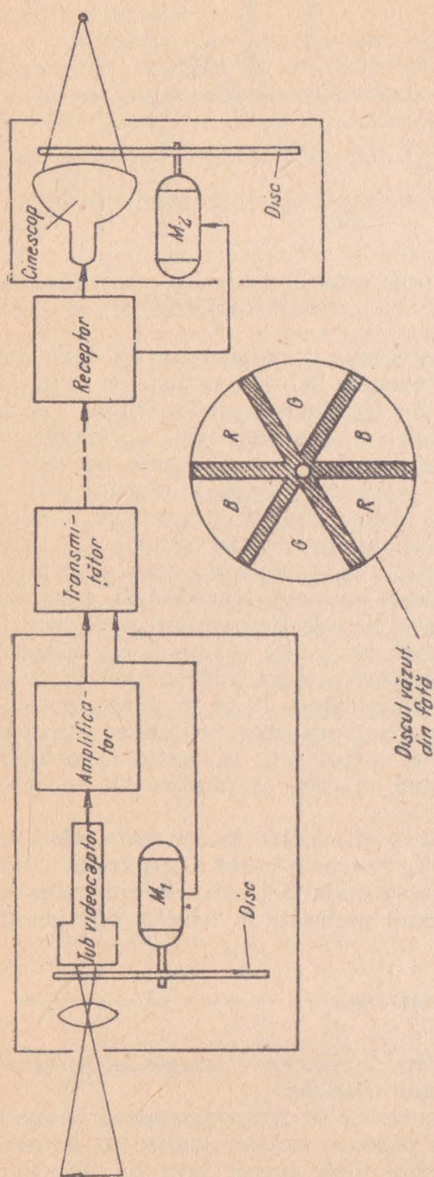


Fig. 10.15 Schema bloc a procedeului de transmitere succesivă a culorilor.

(fig. 10.15). Sistemul constă dintr-un disc prevăzut cu sectoare de filtre colorate așezate succesiv, și dintr-un motor electric care rotește discul. Prin rotirea discului, pe fotocatodul tubului videocaptor se proiectează succesiv cele trei culori primare ale imaginii. Semnalele electrice astfel obținute sînt transmise la locul de recepție. Aici, în fața ecranului cinescopului alb-negru, se așază un disc cu filtre colorate rotit de către motorul electric M_2 în sincronism cu cel de la tubul videocaptor. Viteza de rotație a discurilor și forma filtrelor sînt astfel alese încît în răstimpul trecerii unui filtru prin fața tubului videocaptor să fie explorată întreaga imagine a culorii primare respective. Deci într-un semicadru complet al imaginii în culori trebuie explorate trei semicadre ale culorilor primare, astfel că frecvența semicadrelor devine de 150 Hz. Din cauza acestei succesiuni rapide, spectatorul nu deosebește imaginile monocromatice, ci numai rezultanta lor.

Procedeul de transmitere succesivă a imaginilor în culori are următoarele dezavantaje:

— deoarece imaginea completă este formată din trei imagini primare, numărul elementelor explorate este de trei ori mai mare decît în cazul imaginii în alb-negru. Aceasta duce la un semnal video cu banda de trei ori mai largă decît banda televiziunii în alb-negru;

— randamentul luminos al sistemului este redus atît la tubul videocaptor cît și la cinescop, datorită existenței filtrelor de culoare;

— apariția unor contururi colorate la corpurile în mişcare rapidă. Acest fenomen se explică prin aceea că în intervalele cînd se transmit cele trei semicadre monocromatice marginea obiectului s-a deplasat, și cele trei imagini în culori primare nu se recompun la recepție;

— necesitatea transmiterii unor impulsuri suplimentare de sincronizare, pentru sinfazarea rotirii discului de la recepție cu cel de la emisie.

Datorită acestor neajunsuri, sistemul cu transmitere succesivă a culorilor nu a găsit aplicare în televiziunea radiodifuzată, dar datorită simplității camerei videoreceptoare și a receptorului el poate fi folosit cu succes pentru unele aplicații industriale și științifice, unde lărgimea benzii de frecvențe nu joacă un rol important și unele condițiile de exploatare permit folosirea lui.

Procedeul de formare și transmitere simultană a semnalelor de culoare, avînd schema bloc din figura 10.16, a găsit o mai largă aplicare la sistemele de televiziune în culori.

La emisie imaginea se descompune în culorile primare cu două oglinzi dicroice OD_1 și OD_2 și cu ajutorul unor filtre F_1, F_2 și F_3 care corectează caracteristicile spectrale ale oglinzilor plane obişnuite O_1 și O_2, precum și ale oglinzilor dicroice OD_1 și OD_2.

Obiectivele dispuse în fața tuburilor videocaptoare proiectează trei imagini de dimensiuni perfect identice pe fotocatozi.

Sistemele de deflexie ale tuburilor sînt alimentate de la aceleași generatoare de baleiaj, în aşa fel înct să se exploreze simultan elementele celor trei

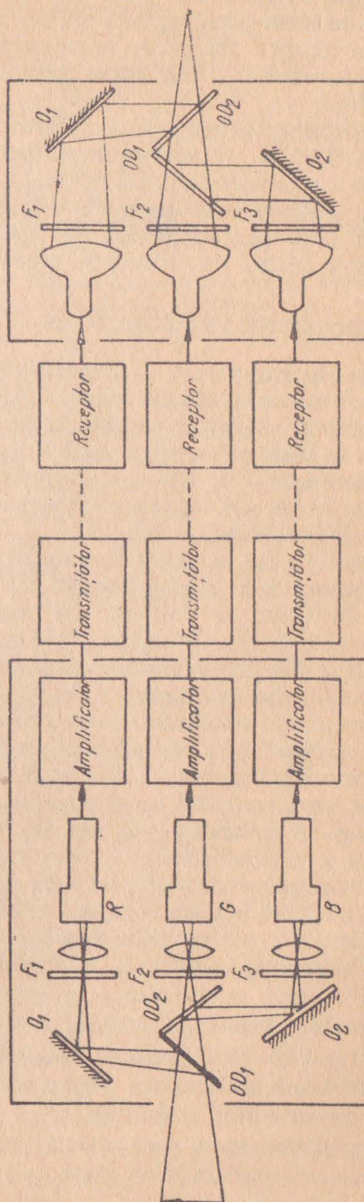


Fig. 10. 16. Schema bloc a procedeului de transmitere simultană a culorilor.

imagini componente. Semnalele produse de tuburile videocaptoare sînt transmise la locul de recepție prin trei canale de televiziune independente.

La recepție imaginile se recompun cu ajutorul a trei tuburi cinescop alb-negru și al unui sistem optic format din filtre de culoare și oglinzi dicroice sau neutre.

Deficiența principală a acestui sistem este greutatea obținerii identității dimensiunilor și suprapunerii perfecte a celor trei imagini fundamentale.

Deși sistemul simultan necesită instalații mai complicate decît cel succesiv, el este utilizat curent în televiziunea în culori datorită avantajului că pe baza unor particularități ale ochiului omenesc permite reducerea substanțială a benzii de frecvențe necesare, în comparație cu procedeul succesiv.

3. DISPOZITIVE VIDEOCAPTOARE

Marea majoritate a dispozitivelor videocaptoare pentru televiziunea în culori sînt echipate cu tuburi videocaptoare utilizate și în alb-negru: superorticoane și vidicoane. Aceste tuburi trebuie să aibă o sensibilitate foarte ridicată în întregul spectru vizibil, dar să fie insensibile la radiațiile infraroșii și ultraviolete și să aibă o stabilitate de funcționare cît se poate de bună.

Camerele videocaptoare construite cu ajutorul tuburilor clasice au 1, 3 sau 4 tuburi videocaptoare.

Camera cu un tub videocaptor este cea mai simplă și robustă. Utilizează procedeul de analiză succesivă a imaginii în culori, cu ajutorul unui disc rotativ cu filtre de culoare. În raport cu camerele pentru imagini alb-negru baleiajele au frecvențe de trei ori mai ridicate. Dacă se consideră banda de frecvențe a fiecărui semnal aceeași cu cea a semnalelor alb-negru, banda preamplificatorului de cameră trebuie să fie triplă față de alb-negru.

Dispoziția sistemului optic a camerei cu trei tuburi videocaptoare este foarte asemănătoare cu cea arătată în figura 10.16.

La unele construcții mai apar în plus filtre neutre, introduse în fața tuburilor, care au rolul de a regla intensitățile relative ale razelor luminoase ce ajung pe fotocatozi, în așa fel încît tuburile să funcționeze pe aceeași porțiune a caracteristicilor. Pentru a corecta defocalizarea produsă de astigmatismul oglinzilor dicroice, în fața lor se dispun două plăci de corecție așezate tot în V, dar în plan vertical (oglinzile dicroice formînd un V în plan orizontal).

Camerele cu trei tuburi videocaptoare sînt dificil de construit și exploatat din cauza necesității de a explora simultan, riguros același punct al celor trei imagini monocrome. Din acest motiv, atît sistemele optice cît și cele de deflexie și focalizare trebuie să fie foarte precis lucrate și să aibă posibilități multiple de reglaj. Deși imaginea alb-negru obținută cu superorticon este foarte bună, utilizarea lui în camerele cu trei tuburi nu dă satisfacție din cauza insuficientei lui stabilități.

În ultimii ani a fost realizat un tip de vidicon, numit plumbicon, care are parametrii satisfăcători pentru utilizarea lui în camerele videocaptoare color. Camerele cu plumbicon au stabilitate bună, dimensiuni acceptabile și sînt relativ ușor deplasabile.

Camera cu patru tuburi elimină o parte din neajunsurile construcției cu trei tuburi. Această îmbunătățire se bazează pe proprietatea ochiului de a nu distinge decît variațiile de intensitate luminoasă a detaliilor fine, fără a percepe însă cu exactitate și culorile lor. Aceasta înseamnă că pentru redarea corectă a detaliilor fine este suficient un semnal corespunzător televiziunii în alb-negru, urmînd ca să se reproducă exact doar coloritul suprafețelor mai mari.

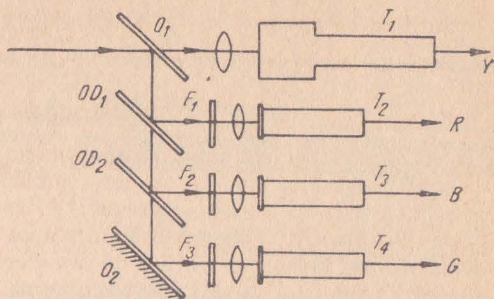


Fig. 10.17. Schema optică a camerei cu patru tuburi videocaptoare.

Camera cu patru tuburi videocaptoare (fig.10.17) are un tub de mare rezoluție pentru imaginea alb-negru (superorticon) și trei tuburi vidicon cu definiție scăzută, care primesc cîte o imagine monocromatică. Razele de lumină sînt divizate în două părți cu ajutorul unei oglinzi neutre O_1. Lumina care străbate oglinda ajunge fotocatodul tubului superorticon T_1, dînd naștere semnalului de alb-negru notat cu Y. Lumina reflectată ajunge prin cele 2 oglinzi dicroice OD_1 și OD_2, prin oglinda O_2, prin filtrele corectoare la cele trei vidicoane (T_2, T_3 și T_4) care produc semnalele de culoare R, G și B. În acest mod, suprapunerea imaginilor explorate devine mai puțin critică și stabilitatea reglajelor camerei mai bună.

În paralel cu perfecționarea camerelor de luat vederi cu mai multe tuburi videocaptoare monocromatice, s-au efectuat cercetări pentru realizarea unui tub videocaptor color. Ca urmare a fost construit un tip experimental de vidicon tricromatic.

Construcția acestui tub videocaptor permite obținerea simultană a celor trei semnale de culoare fără a fi necesară utilizarea vreunui sistem mecanic de comutație a culorii. Dimensiunile vidiconului tricrom sînt comparabile cu cele ale superorticonului, iar funcționarea lui este aceeași cu a vidiconului pentru televiziunea alb-negru.

Modificările constructive constau în introducerea între peretele frontal de sticlă și stratul fotoconductibil a unei rețele de filtre optice. Rețeaua este formată din fîșii verticale înguste de filtre roșii, verzi și albastre, așezate alternativ (fig. 10.18). Lățimea acestor fîșii este aleasă astfel încît în dimensiunea corespunzătoare unui element de imagine să încapă cel puțin trei fîșii.

În spatele fiecărui filtru este depus un conductor metalic atît de subțire încît practic este transparent. Toate conductoarele așezate în spatele fîșiilor de filtre de aceeași culoare sînt conectate la cîte un electrod exterior. În spatele conductoarelor este depus un strat fotoconductiv, la fel ca la vidiconul obișnuit. În timpul funcționării vidiconului, stratul fotoconductiv este explorat periodic de fasciculul de electroni, întretăind periodic benzile electroilor de ieșire, în care se produc astfel curenți în formă de impulsuri.

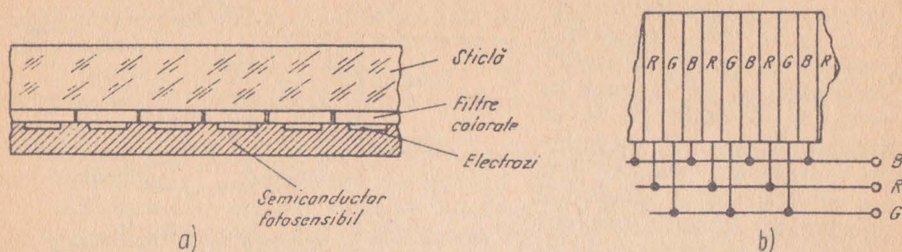


Fig. 10.18. Vidiconul tricromatic:
a — secțiunea prin țintă; b — conectarea fișiilor conductoare.

Deși construcția acestui tub este simplă, nu a putut fi introdus încă în exploatarea curentă datorită unor dezavantaje.

Cel mai însemnat dintre acestea constă în diafotia puternică care există între cele trei semnale obținute, diafotie care produce importante distorsiuin de culoare.

4. CINESCOAPE PENTRU REPRODUCEREA IMAGINILOR ÎN CULORI

Un rol important în simplificarea televizoarelor în culori, în special pentru sistemele simultane, îl au tuburile cinescop cu ajutorul cărora trebuie reproduse culorile. Instalațiile de recepție cu trei tuburi necesită o mare precizie la suprapunerea imaginilor și la obținerea identității lor. Trebuie avut în vedere că nu numai imaginile trebuie să aibă exact aceleași dimensiuni și să coincidă perfect, ci și liniaritatea explorării trebuie să fie asigurată cu o exactitate mai mare decît este necesară pentru un singur tub.

Din aceste cauze instalațiile de recepție cu trei tuburi sînt foarte scumpe și incomode în exploatare. Deși această metodă este folosită în special pentru televizoarele cu proiecția imaginii pe un ecran exterior, totuși datorită celor arătate, ele nu au căpătat o răspîndire largă.

În urma cercetărilor efectuate s-au pus la punct mai multe tipuri de cinescoape tricromatice, dintre care cel care a căpătat pînă în prezent răspîndirea cea mai mare este *tubul cu mască de umbrire.*

Acest tub funcționează cu trei fascicule electronice independente, care ajung la ecran prin orificiile unei suprafețe metalice (fig.10.19). Ecranul tubului are o construcție deosebită. El este constituit dintr-un număr foarte mare de particule de luminofor. În cazul unui cinescop cu diametrul de 48 cm, numărul de particule active este de circa 1 026 000. Particulele sînt dispuse ordonat în grupuri de cîte 3. În mod corespunzător , numărul grupurilor este de 342 000, diametrul fiecărei particule fiind mai mic de 0,25 mm. Cele trei particule dintr-un grup sînt formate din luminofori diferiți, unul producînd sub acțiunea bombardamentului de electroni lumină roșie, altul verde, iar al treilea, albastră.

În spatele ecranului, la distanță constantă de suprafața acestuia, este situată o placă metalică subțire, prevăzută cu un număr de găuri circulare,

denumită *mască de umbrire*. Centrul fiecării găuri este așezat în dreptul centrului unui grup de luminofori de pe ecran, astfel că numărul orificiilor măștii corespunde cu numărul grupurilor.

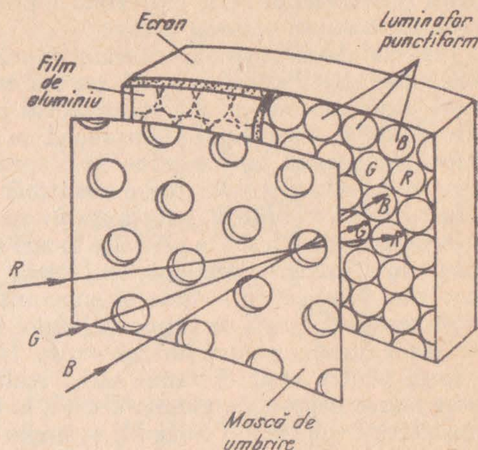


Fig. 10.19. Funcționarea cinescopului tricromatic cu mască de umbrire.

În gîtul tubului cinescop se află trei tunuri electronice, identice, paralele, situate pe vîrfurile unui mic triunghi echilateral. Fiecare tun electronic este compus din filament, catod, grilă de comandă, electrozi de accelerare și de focalizare și din cîte o pereche de electrozi speciali, de convergență. În exteriorul gîtului de sticlă a tubului, deasupra fiecărei perechi de electrozi de convergență este situat cîte un electromagnet (fig. 10.20). Acești electromagneți produc cîmpuri magnetice care determină fasciculele de electroni să se întîlnească în oricare punct al ecranului la același orificiu al măștii.

Deflexia celor trei fascicule de electroni se face cu ajutorul unor bobine de deflexie comune, așezate pe gîtul tubului.

Deoarece cele trei fascicule de electroni sosesc la mască din direcții diferite, după trecerea printr-un orificiu al acesteia, fiecare fascicul va putea cădea numai pe una din particulele de luminofor. Celelalte două particule vor fi „umbrite" de către mască, de unde și denumirea de mască de umbrire. În felul acesta, intensitatea fiecărui fascicul de electroni va determina strălucirea fiecărui luminofor în parte. Un observator situat la o distanță mai mare de 0,5—1 m de ecran nu va mai putea distinge punctele luminoase, și va percepe rezultanta compunerii celor trei culori.

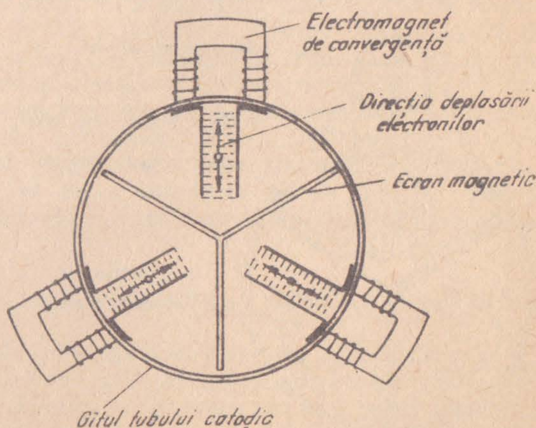


Fig. 10.20. Sistemul de convergență statică și dinamică a cinescopului cu mască.

Pentru ca fiecare fascicul să excite într-adevăr numai luminoforul corespunzător, dispoziția orificiilor măștii în fața centrelor grupurilor va trebui să fie riguros respectată pe întreaga suprafață a ecranului. Asigurarea acestei cerințe, în

cazul producției de serie reprezintă o problemă extrem de grea, în special la tuburile care au ecranul curbat.

Procesul de fabricare a ecranului tubului cu mască se bazează pe un procedeu fotografic. Întîi se acoperă partea interioară a ecranului de sticlă cu un strat uniform compus din luminoforul pentru albastru şi dintr-o substanță fotosensibilă. Apoi, ecranul împreună cu masca de umbrire se fixează într-un dispozitiv special care dispune de o sursă punctiformă de lumină în locul în care se va plasa ulterior tunul electronic al culorii albastre. În locurile unde a fost expusă la lumină, substanța fotosensibilă se întărește și aderă puternic la suprafața de sticlă; în celelalte locuri stratul depus se îndepărtează cu ajutorul unui solvent. Urmează acoperirea sticlei cu un al doilea amestec, format din luminoforul verde și substanța fotosensibilă.

Se repetă operația de expunere, sursa de lumină fiind mutată în locul corespunzător tunului pentru lumina verde. În sfîrșit, se repetă operațiile cu luminoforul pentru roșu. Ecranul astfel realizat se acoperă pe dinăuntru cu un strat foarte subțire de aluminiu care, la fel ca la cinescoapele alb-negru, îmbunătățește contrastul imaginii și împiedică deteriorarea punctelor luminescente de către ionii care lovesc ecranul.

În timpul funcționării tubului, circa 80% din electronii din fascicule se lovesc de mască și numai restul de 20% ajung la luminofor. Acest lucru determină micșorarea luminozității ecranului și încălzirea măștii cu circa 50°C peste temperatura mediului ambiant. Scăderea luminozității ecranului este compensată prin utilizarea unor tensiuni de accelerare mai mari decît la cinescoapele alb-negru, de circa 25 kV.

Tuburile cu mască de umbrire necesită o serie de reglaje specifice, denumite *reglaje de convergență.* Așa cum s-a mai arătat, prin convergență se înțelege întîlnirea celor trei fascicule de electroni la același punct al măștii. Tuburile cu mască au reglaje pentru convergență statică și pentru convergență dinamică.

Reglajele de convergență statică trebuie să asigure întîlnirea fasciculelor, în centrul ecranului, în lipsa cîmpurilor magnetice de deflexie. Convergența statică se realizează prin reglarea componentelor continue ale curenților care trec prin înfășurările electromagneților din figura 10.20 sau prin deplasarea unor magneți permanenți așezați alături de electromagneți. În felul acesta se pot suprapune două din cele trei fascicule. Pentru suprapunerea celui de-al treilea, de regulă cel pentru albastru, se mai prevede un magnet suplimentar (fig. 10.21), care produce o deplasare orizontală.

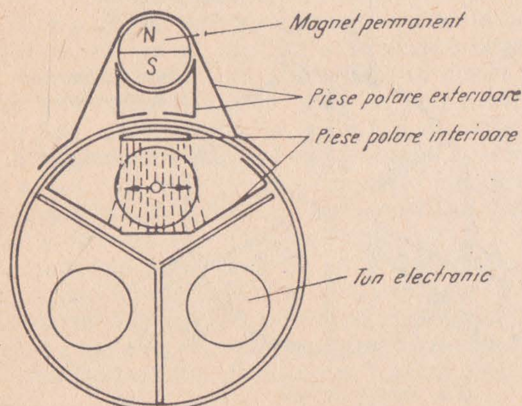


Fig. 10.21. Deplasarea laterală a fasciculului corespunzător luminii albastre.

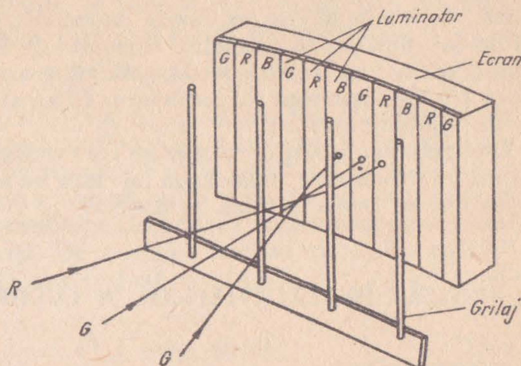


Fig. 10.22. Funcționarea cinescopului tricromatic cu grilaj de focalizare.

La aplicarea cîmpurilor de deflexie, chiar dacă convergența statică este bună, cele trei fascicule se vor îndepărta între ele cu atît mai mult cu cît unghiul de deflexie este mai mare. Aceasta se datorește faptului că cele trei fascicule nu trec chiar prin axa bobinelor de deflexie și în plus formează și un anumit unghi față de axă. Cîmpul magnetic de deflexie acționează în mod inegal asupra celor trei fascicule. Pe lîngă aceasta, datorită ecranului insuficient curbat, distanța de la punctul de plecare al fasciculelor pînă la mască se modifică de la centrul ecranului spre periferia sa. Pentru compensarea acestor neunformităţi, prin bobinele magneților de convergență se trec curenți care au componente reglabile în dinți de ferăstrău și de formă parabolică, obținuți de la generatoarele de baleiaj orizontal și vertical.

Reglajul corect al tuturor acestor componente asigură convergența dinamică a fasciculelor, însă este o operație dificilă.

Un alt tub tricromatic, de construcție mai recentă, cu trei tunuri electronice și grilaj de focalizare, diminuează neajunsurile tubului cu mască de umbrire.

Ecranul și grilajul de focalizare ale acestui tub se prezintă în figura 10.22. Partea interioară a ecranului, în formă de segment de cilindru, este acoperită cu fîșii verticale de luminofor, de 0,3 mm lățime, dispuse alternativ *R*, *G*, *B*, în aceeași ordine de repetare a culorilor. Grilajul de focalizare care se compune din fire metalice foarte subțiri urmărește curbura ecranului.

Tunurile electronice ale celor trei fascicule sînt așezate într-un rînd, în plan orizontal. În felul acesta fasciculul din mijloc coincide cu axul tubului astfel că pentru convergența dinamică este necesar să se acționeze numai asupra fasciculelor dispuse lateral. Acest lucru simplifică într-o anumită măsură sistemele de baleiaj și de convergență în raport cu tuburile cu mască de umbrire.

Avantajele tubului cu grilaj de focalizare sînt:

— impreciziile constructive în sens vertical nu au influență asupra calității imaginii în culori;

— definiția pe verticală nu este influențată de structura ecranului;

— luminozitatea ecranului este bună, grilajul nediminuînd mai mult de 10% energia fasciculelor de electroni. Aceasta se datorește, pe de o parte, diametrului redus al firelor grilajului (care pentru un tub cu diagonala ecranului de 56 cm este de 0,08 mm), în raport cu pasul grilajului (de circa 0,9 mm). Pe lîngă aceasta, firele grilajului efectuează o focalizare suplimentară a electro-

nilor, determinînd ca secțiunea fasciculelor în locul unde lovesc ecranul să devină eliptică, cu diametrul orizontal de 0,13 mm, iar cel vertical de 0,9 mm. Pentru focalizarea corectă grilajul se conectează la o tensiune egală cu circa 1/4 din tensiunea de accelerare. În acest scop, grilajul este legat electric la un contact exterior.

Deși tubul cu grilaj de focalizare are avantaje reale în comparație cu tubul cu mască de umbrire, tehnologia lui încă nu s-a pus suficient de bine la punct pentru a se putea fabrica în serie.

C. SISTEME DE TELEVIZIUNE ÎN CULORI

1. GENERALITĂȚI

Sistemele de televiziune în culori radiodifuzate destinate unui număr mare de telespectatori trebuie să satisfacă următoarele cerințe de bază:

— să asigure o cît mai bună calitate a imaginii în culori reproduse;

— să fie compatibile cu emisiunile de televiziune în alb-negru. Prin aceasta se înțelege posibilitatea recepționării fără culori cu un televizor alb-negru a emisiunilor de televiziune în culori și invers, posibilitatea recepționării cu un televizor în culori a programelor în alb-negru, imaginea obținîndu-se bine-înțeles în alb-negru;

— o cît mai mare simplitate a construcției și exploatării televizoarelor în culori și un preț de cost accesibil majorității populației.

Primele două cerințe sînt hotărîtoare pentru elaborarea sistemelor de televiziune în culori radiodifuzate. Ele determină folosirea exclusivă a procedeului simultan de descompunere a imaginilor. Condiția de compatibilitate limitează banda afectată emisiunilor în culori la aceeași lărgime pe care o utilizează și emisiunile în alb-negru. Această condiție s-a putut îndeplini prin exploatarea rațională a particularităților ochiului și a semnalului de televiziune.

Satisfacerea condiției de compatibilitate nu este posibilă dacă se transmit semnalele corespunzătoare culorilor R, G, și B. Pentru aceasta este nevoie să se elaboreze prin combinarea semnalelor R, G și B un nou semnal care să îndeplinească aceeași funcție ca și semnalul de televiziune alb-negru. Semnalul de televiziune în alb-negru determină luminozitatea diferitelor puncte ale ecranului, lucru pe care trebuie să-l asigure și semnalul corespunzător al televiziunii în culori.

Pentru aceasta , semnalele celor trei culori fundamentale se amestecă într-o asemenea proporție încît să producă senzația de lumină albă. Ținînd seama de sensibilitatea inegală a ochiului la radiații monocromatice de diferite lungimi de undă, s-a găsit că pentru producerea luminii albe este necesară următoarea compoziție: lumină roșie 30%, lumină verde 59% și lumină albastră 11%. Semnalul astfel obținut se numește *semnal de luminanță* și reproduce variațiile de intensitate luminoasă a imaginii obiectului.

Notînd cu U_R, U_G și U_B tensiunile de semnal corespunzătoare culorilor fundamentale, semnalul de luminanță notat cu U_Y se poate scrie:

$$U_Y = 0{,}30\ U_R + 0{,}59\ U_G + 0{,}11\ U_B. \tag{10.4}$$

Transmiterea numai a semnalului de luminanță este suficientă. După cum s-a arătat, senzația de culoare se caracterizează prin trei parametri, deci mai sînt necesare două semnale, cu ajutorul cărora să se poată determina nuanța spectrală și saturația culorii. Pentru aceasta ar fi suficient să se transmită două din semnalele culorilor fundamentale, deoarece a treia culoare s-ar putea determina din semnalul de luminanță. De exemplu, dacă se transmit semnalele U_Y, U_R și U_B, scăzînd în proporție corespunzătoare pe U_R și U_B din U_Y, rezultă U_G:

$$U_Y - 0{,}30\ U_R - 0{,}11\ U_B = 0{,}59\ U_G. \tag{10.5}$$

Deoarece informația de luminozitate se transmite prin semnalul de luminanță, din semnalele de culoare se pot exclude toate informațiile asupra luminozității. Acest lucru se obține prin scăderea din semnalele de culoare U_R și U_B a semnalului de luminanță U_Y și în locul semnalelor de culoare se transmit semnalele de diferență de culoare $U_R - U_Y$ și $U_B - U_Y$. Avantajul transmiterii semnalelor de diferență de culoare constă în aceea că dacă imaginea transmisă este necolorată, aceste semnale sînt nule. Într-adevăr, dacă imaginea are porțiuni albe, atunci de la tuburile videocaptoare se obțin semnale egale:

$$U_R = U_G = U_B = U;$$

înlocuind în expresia semnalului de strălucire, se obține:

$$E_Y = (0{,}30 + 0{,}59 + 0{,}11)\ U = U; \tag{10.6}$$

aceasta înseamnă că și:

$$U_R - U_Y = U_B - U_Y = U - U = 0. \tag{10.7}$$

Anularea semnalelor de diferență de culoare este importantă deoarece se constată că în imaginile în culori o bună parte o ocupă locurile necolorate sau slab colorate, iar semnalele de diferență de culoare pot produce perturbații observabile pe ecranele televizoarelor în alb-negru.

Operațiile de combinare a semnalelor se efectuează cu ajutorul unor circuite numite „matrici". Adunarea semnalelor se poate face cu rețele de rezistență sau cu tuburi electronice sau tranzistoare (fig.10.23). Coeficientii α,β,γ depind de mărimile rezistențelor R_1, R_2 și R_3. Operația de scădere se face cu ajutorul acelorași rețele, la intrările cărora semnalele care trebuie scăzute sînt aplicate prin circuite inversoare de fază — funcționînd de obicei cu un etaj amplificator. În figura 10.24 se dă un exemplu de circuit pentru matricierea semnalului de diferență de culoare $U_R - U_Y$.

Actualmente sînt răspîndite trei sisteme principale de televiziune în culori. Acestea sînt (în ordinea apariției lor): sistemul american NTSC, sistemul francez SECAM și sistemul PAL elaborat de firma Telefunken. Toate aceste

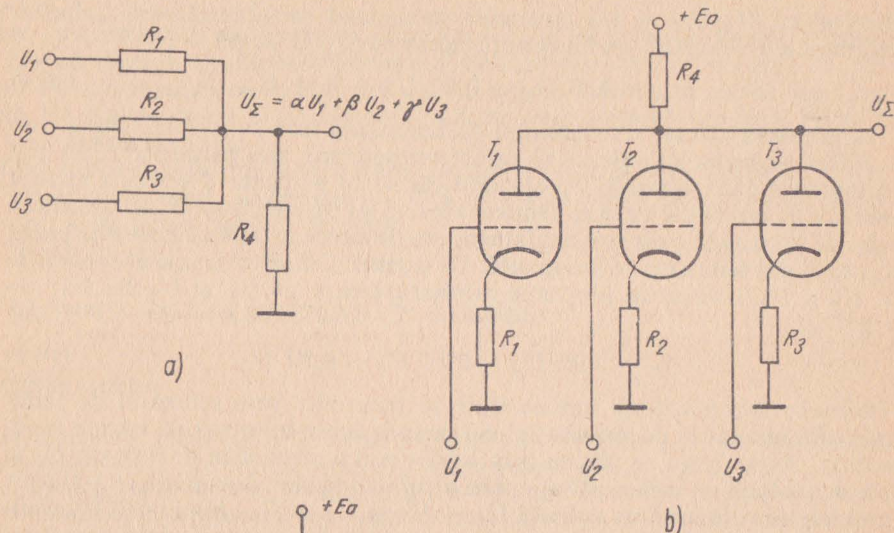


Fig. 10.23. Circuite de matriciere cu elemente pasive (*a*) și cu elemente active (*b*).

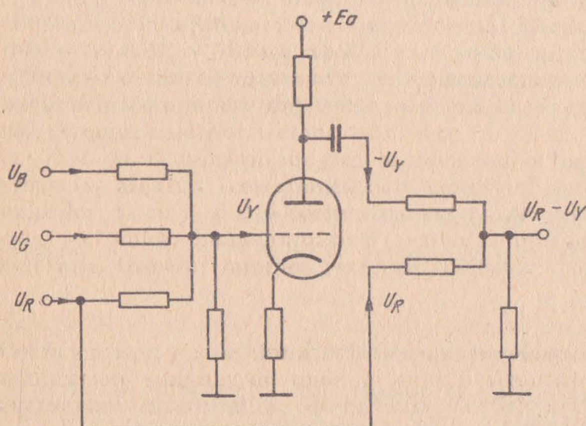


Fig. 10.24. Circuit de matriciere pentru semnalul $U_R - U_Y$.

sisteme funcționează cu transmiterea semnalului de luminanță și a unor semnale de diferență de culoare. În cele trei sisteme semnalul de luminanță se transmite la fel. Deosebirile dintre ele rezidă numai în modul de transmitere a semnalelor de diferență de culoare.

2. SISTEMUL DE TELEVIZIUNE ÎN CULORI NTSC

Sistemul NTSC rezolvă problema transmiterii semnalelor de diferență de culoare prin modularea simultană în amplitudine și în fază a unei oscilații de frecvență bine determinată, numită „subpurtătoare de culoare", plasată în treimea superioară a benzii semnalului de luminanță.

Pentru elaborarea semnalului NTSC s-au efectuat o serie de experiențe legate de fiziologia vederii în culori. Aceste experiențe au demonstrat că acuitatea vizuală față de detaliile colorate este mult mai mică decît pentru detaliile fine în alb-negru. Cea mai slabă acuitate la detalii monocromatice s-a observat pentru culorile nespectrale (purpurii) și verde-gălbui, iar cea mai bună pentru cele de culoare roșie-portocalie și albastră.

În cercetările următoare s-a luat în vedere această dependență a acuității vizuale de lungimea de undă a luminii. Au fost transmise imagini cu ajutorul unui semnal de luminanță cu banda normală și a două semnale diferență de culoare, diferite de $U_R - U_Y$ și $U_B - U_Y$. Dintre acestea două din urmă, unul avea banda redusă la circa 1,5 MHz și conținea toate detaliile monocromatice pentru care ochiul este mai sensibil — roșii — portocalii și albastre. Celălalt semnal, care avea banda numai de 0,5 MHz, transmitea acele informații care se refereau la domeniul culorilor nespectrale și verzi-gălbui. S-a constatat că imaginea astfel obținută pare la fel de bună ca și cum toate trei semnalele s-ar fi transmis cu banda semnalului de luminanță.

Prin acest procedeu suprafețele imaginii care sînt transmise prin semnale de frecvență mai mică de 0,5 MHz sînt redate cu ajutorul celor trei culori fundamentale. Detaliile corespunzătoare semnalelor din banda 0,5 — 1,5 MHz sînt redate numai prin variațiile a două culori, iar cele de peste 1,5 MHz, numai în alb-negru. Semnalul diferență de culoare care conține variațiile luminii roșii-portocalii sau albastră se notează cu U_I și îndeplinește funcția semnalului $U_R - U_Y$. Celălalt semnal, cu banda de 0,5 MHz, se notează cu U_Q și îl înlocuiește pe $U_B - U_Y$.

În figura 10.25 se arată caracteristicile de amplitudine-frecvență ale semnalelor U_Y, U_I și U_Q așa cum au fost adoptate pentru sistemul NTSC. Datele din figură se referă la normele de televiziune în vigoare în S.U.A., unde lărgimea de bandă a semnalului video este de numai 4,5 MHz.

Semnalele U_I și U_Q, numite semnale de crominanță, se obțin din semnalele de culoare U_R, U_G și U_B furnizate de camera de luat vederi, prin intermediul unor circuite de matriciere și se transmit cu ajutorul unei oscilații subpurtătoare de culoare.

Semnalul de televiziune, datorită dublei sale periodicități (pe linii și pe semicadre), se poate dezvolta într-o serie Fourier dublă, care demonstrează că energia semnalului nu este distribuită continuu în tot domeniul de frecvențe, ci este un șir discret, format din concentrări de energie în jurul armonicelor superioare ale frecvenței baleiajului orizontal. Energia semnalului în zona dintre concentrările de energie este practic nulă (fig. 10.26). Dacă subpurtătoarea de culoare se plasează într-unul din aceste spații libere, atunci componentele sale laterale obținute prin modulație se vor plasa și ele între concentrările de energie ale semnalului de luminanță și subpurtătoarea se va putea separa de semnalul de luminanță.

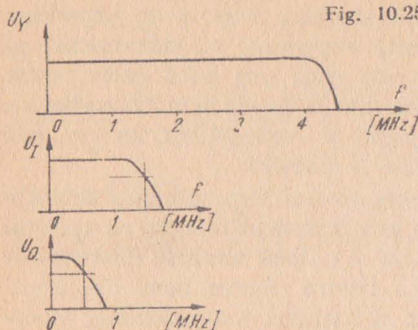


Fig. 10.25. **Caracteristicile amplitudine-frecvență ale semnalelor U_Y, U_I, U_Q.**

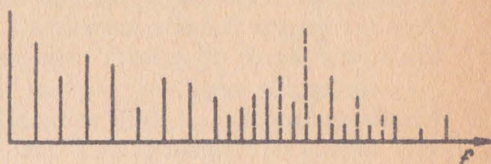


Fig. 10.26. **Întrepătrunderea spectrelor semnalului de luminanță și a subpurtătoarei de culoare.**

Condiția ca cele două spectre să se intercaleze fără să se suprapună este ca frecvența f_0 a oscilației subpurtătoare să fie egală cu un multiplu impar al jumătății frecvenței baleiajului orizontal f_H, adică:

$$f_0 = (2n + 1)\frac{f_H}{2} \tag{10.8}$$

În norma *NTSC* s-a ales armonica a 455-a a jumătății frecvenței liniilor și frecvența subpurtătoarei rezultă:

$$f_0 = 3,579545 \text{ MHz } (\simeq 3,58 \text{ HMz}).$$

Pentru transmiterea celor două semnale de crominanță subpurtătoarea se modulează în cuadratură. Aceasta se realizează cu ajutorul a două modulatoare echilibrate comandate fiecare de unul dintre semnalele U_I și U_Q (fig. 10.27). Schema de principiu a unui modulator echilibrat cu tuburi se poate urmări pe figura 10.28.

El constă din două tuburi identice avînd anozii conectați la o rezistență de sarcină comună. Pe grilele supresoare ale celor două tuburi se aplică printr-un transformator inversor de înaltă frecvență două oscilații cu frecvența subpurtătoare, de amplitudini egale și în antifază. Dacă cele două semnale modulatoare U_I, în antifază, sînt nule, pantele celor două tuburi fiind egale, componentele curenților anodici de frecvența subpurtătoarei sînt egale și se anulează. Deci în lipsa semnalului modulator tensiunea de ieșire este nulă. Dacă tensiunea U_I este pozitivă, panta pentodei T_1 crește, a lui T_2 scade și cei doi curenți anodici dezechilibrîndu-se, la ieșire apare oscilația subpurtătoare. Dacă semnalul modulator este negativ, curenții anodici se dezechilibrează în sens invers și la ieșire oscilația subpurtătoare are faza inversată. Cei doi modulatori echilibrați din figura 10.28 primesc oscilația subpurtătoare cu un decalaj de 90°. Astfel tensiunile de la ieșirile modulatoarelor se însumează vectorial (fig. 10. 29). Rezultanta lor va avea amplitudinea și faza determinată de cele două oscilații componente. Amplitudinea rezultantei este proporțională cu mărimile semnalelor de diferență de culoare, deci cu saturația culorii. La saturație zero (lumină albă) vectorul rezultant este nul. Unghiul rezultantei față

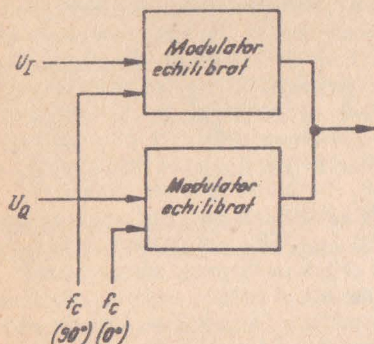


Fig. 10.27. Schema bloc a modulatorului de culoare.

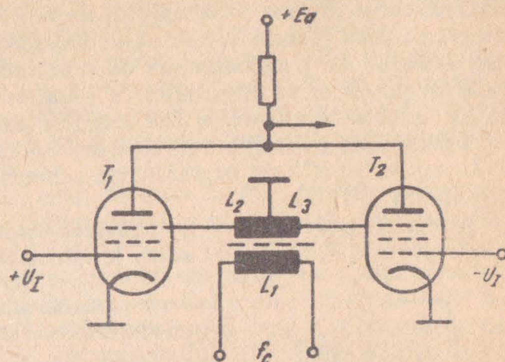


Fig. 10.28. Schema simplificată a modulatorului echilibrat.

de axa orizontală determină nuanța culorii (fig. 10.30). În concluzie se poate spune că vectorul subpurtătoare se rotește într-un cerc asemănător cu cercul culorilor al lui Newton.

La recepție oscilația subpurtătoare trebuie demodulată. Acest lucru este posibil numai dacă se dispune la locul recepției de o oscilație a cărei fază coincide cu faza subpurtătoarei din modulatoarele de culoare ale instalației de emisie. Această oscilație reprezintă direcția de referință față de care se măsoară defazajele subpurtătoarei de culoare modulată.

Pentru generarea oscilației cu fază de referință se procedează în felul următor: se prevede în receptor un oscilator foarte stabil (cu cuarț) care generează cu precizie frecvența subpurtătoarei. Acest oscilator este sinfazat în timpul

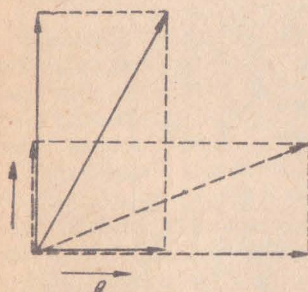


Fig. 10.29. Însumarea oscilațiilor de frecvență subpurtătoarei de la ieșirile celor doi modulatori echilibrați.

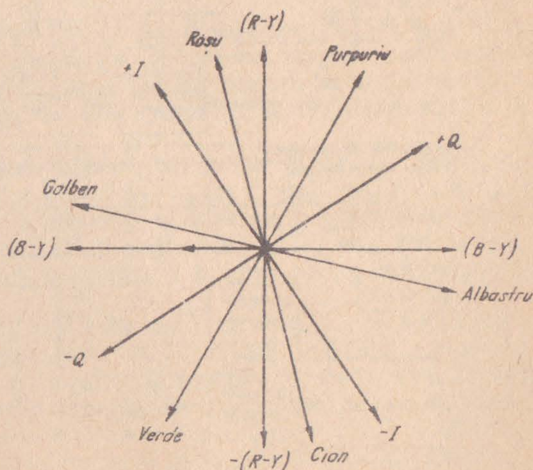


Fig. 10.30. Corespondența dintre faza oscilației subpurtătoare și culoarea transmisă.

fiecărei curse inverse a baleiajului de linii cu ajutorul unor semnale de sincronizare a culorii („burst"). Semnalul de sincronizare constă din circa opt perioade ale oscilației subpurtătoare, avînd o anumită fază de referință, suprapuse pe palierul posterior al impulsului de stingere pe orizontală (fig. 10.31). Stabilitatea bună a oscilatorului din receptor asigură ca pe perioada de baleiaj a unei linii, faza oscilațiilor de referință să rămînă corectă.

În figura 10.32 este reprezentată schema bloc a instalației de transmisie a sistemului NTSC.

Semnalele provenite de la camerele de luat vederi, funcționînd în culorile fundamentale R, G, B, sînt aduse la circuitele de matriciere. La ieșirile acestora

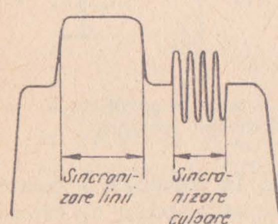


Fig. 10.31. Forma semnalului de sincronizare a culorii.

Fig. 10.32. Schema bloc a instalației de emisie-recepție NTSC.

apare semnalul de luminanță U_Y, precum și semnalele de crominanță U_I și U_Q. Banda semnalelor de crominanță este limitată de filtrele trece jos cu lărgimea de bandă de 1, 5 respectiv 0,5 MHz. Deoarece filtrele trece jos introduc diferite întîrzieri ale semnalelor, este necesară o compensare a acestora, cu ajutorul unor linii de întîrziere. Semnalele de crominanță comandă cele două modulatoare echilibrate, dintre care unul primește oscilația subpurtătoare printr-un circuit de defazare cu 90°.

Semnalele de sincronizare a culorii sînt decalate la 147° față de subpurtătoarea de la intrarea modulatorului Q, cu ajutorul defazorului de 90° și al unui al doilea defazor de 57°.

Toate aceste semnale ajung la receptor, unde semnalul de luminanță se aplică pe catozii cinescopului tricromatic prin intermediul unui circuit de rejecție care elimină oscilația subpurtătoare. Un filtru de bandă separă subpurtătoarea și o aplică la două demodulatoare sincrone. Aceste demodulatoare dau la ieșire semnalele U_I și U_Q, din care după matriciere se obțin semnalele diferență de culoare, care comandă grilele cinescopului.

O ultimă transformare a semnalelor se produce chiar în tunurile electronice: semnalul de strălucire se scade din semnalele diferență de culoare și tensiunile grilă-catod, care comandă intensitatea culorilor fundamentale, devin egale chiar cu semnalele de culoare U_R, U_G și U_B.

Pe lîngă avantajele deja semnalate, sistemul NTSC are și neajunsuri. Dintre acestea, cel mai important este sensibilitatea sistemului la unele defazaje parazite ce pot apărea în lanțul de transmisiune. Aceste defazaje duc la rotirea vectorului subpurtătoarei de la recepție și la distorsionarea nuanțelor culorilor. Distorsiunile de nuanță apar în special la înregistrarea imaginii pe bandă magnetică și în măsură mai redusă la transmiterea programului la distanță, prin linii de radiorelee.

3. SISTEMUL DE TELEVIZIUNE ÎN CULORI SECAM

Sistemul SECAM diferă în mod fundamental de sistemul NTSC în ceea ce privește modul de transmitere a informației de culoare. Scopul acestei schimbări este acela de a elimina destul de complicata modulație în cuadratură, prin aceasta simplificînd instalația, și de a neutraliza efectul distorsiunilor de fază asupra nuanței culorilor.

Experiențele efectuate cu ocazia elaborării sistemului NTSC au demonstrat că lărgimea de bandă a semnalelor de culoare poate fi mult mai redusă decît a semnalului de luminanță, ceea ce înseamnă că definiția pe orizontală a culorilor va fi redusă. Definiția pe verticală a sistemului NTSC este însă aceeași pentru culori și alb-negru, ea fiind determinată de numărul de linii în care se descompune imaginea.

Ideea de bază a sistemului SECAM este aceea că definiția pe verticală a semnalelor de culoare se poate micșora la jumătate față de definiția semnalului de luminanță, fără ca prin aceasta calitatea imaginii să scadă. Prin această acțiune se poate concepe un asemenea sistem de televiziune, la care în timpul explorării unei linii a imaginii se transmite numai un singur semnal de diferență de culoare, urmînd ca în linia următoare să se transmită celălalt semnal.

Pentru redarea corectă a culorilor, la receptor sînt necesare simultan ambele semnale de diferență de culoare, care se pot obține prin adăugarea la semnalul sosit în timpul fiecărei linii a semnalului transmis în linia anterioară. Aceasta se realizează cu ajutorul unui circuit care întîrzie semnalul cu durată egală cu perioada unei linii (64 μs) și al unui comutator electric. Transmisia succesivă și înmagazinarea informației de culoare sînt caracteristice acestui sistem, de unde și denumirea de SECAM (prescurtarea de la „séquentiel a mémoire").

Subpurtătoarea de culoare la sistemul SECAM poartă numai o singură informație și este modulată în frecvență, modulație care asigură o bună stabilitate a semnalelor de culoare în raport cu perturbațiile. Frecvența subpurtătoare de culoare este aleasă ca armonica a 284-a a baleiajului de linii; rezultă:

$$f_0 = 4{,}4375 \text{ MHz}.$$

Cele două semnale diferență de culoare trec prin filtre trece jos care limitează banda la circa1,5 MHz. Pentru a îmbunătăți raportul semnal-zgomot, la emisie semnalele diferență de culoare sînt preaccentuate, asemănător cu procedeul aplicat și la radiodifuziunea cu modulație de frecvență pe unde ultrascurte.

Din cauza modulației de frecvență, componentele laterale ale subpurtătoarei de culoare nu mai cad între grupările de energie din spectrul semnalului de luminanță, ca la sistemul NTSC. De aceea pentru asigurarea compatibilității trebuie luate unele măsuri suplimentare.

Compatibilitatea se poate îmbunătăți dacă se face ca amplitudinea, altfel constantă, a subpurtătoarei să depindă de mărimea semnalelor de diferență de culoare. Pentru aceasta, subpurtătoarea modulată în frecvență se trece printr-un filtru, care atunci cînd se transmit culori cu saturații reduse, îi micșorează amplitudinea, făcînd-o mai puțin vizibilă pe imagine.

În timpul experimentărilor s-a constatat că acele componente ale spectrului semnalului de luminanță care cad în domeniul benzilor laterale ale subpurtătoarei modulate pot da naștere la distorsiuni de culoare. Pentru a micșora aceste distorsiuni, subpurtătoarea de culoare se modulează încă o dată în amplitudine, semnalul modulator fiind format din acele componente ale semnalului de luminanță care produc perturbațiile.

Schema bloc simplificată a instalației de emisie și recepție pentru sistemul SECAM se dă în figura 10.33. Semnalele diferență de culoare de la ieșirea matricei se aplică comutatorului electronic, care le conectează alternativ la un filtru trece jos, de unde ajung la circuitul de preaccentuare și la modulatorul de frecvență. Subpurtătoarea modulată în frecvență de la ieșirea modulatorului trece prin filtrul care produce prima modulație de amplitudine, dependentă de deviația de frecvență. Urmează apoi o a doua modulație de amplitudine, efectuată de componentele de 3—5 MHz ale semnalului de luminanță. Semnalul de luminanță, subpurtătoarea modulată și impulsurile de sincronizare se aplică unui circuit de însumare, la ieșirea căruia se obține semnalul video color complet.

La ieșirea detectorului video a receptorului se recapătă semnalul de luminanță, care printr-un circuit de întîrziere, apoi un circuit de rejecție, se aplică pe catozii cinescopului. Circuitul de întîrziere are rolul de a egaliza întîrzierile

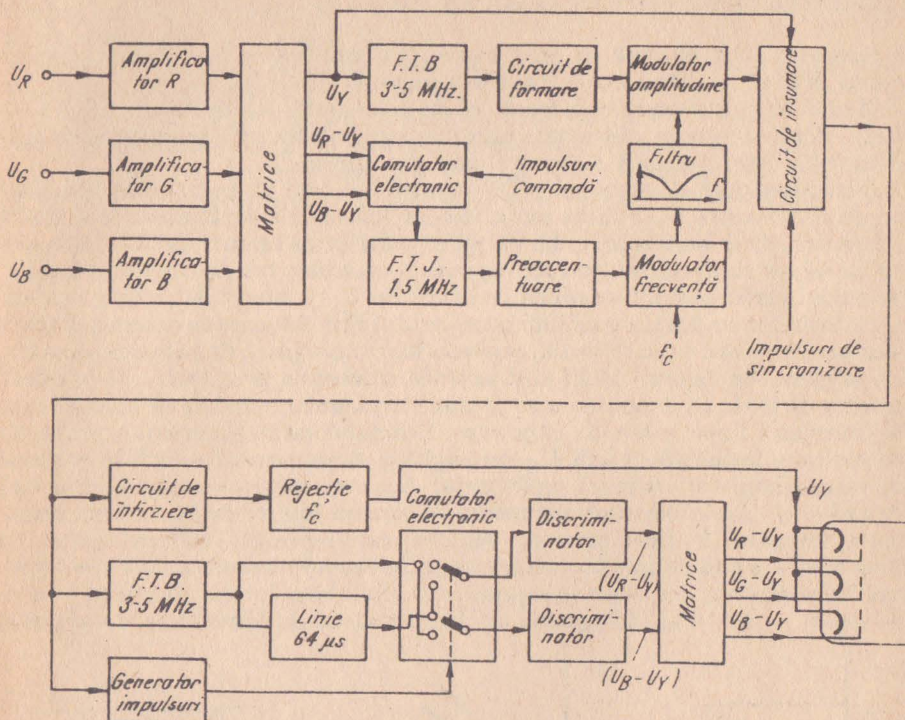


Fig. 10.33. Schema bloc a instalației de emisie-recepție SECAM.

suferite de semnalele de crominanță în urma trecerii lor prin filtrul trece jos, iar circuitul de rejecție, acordat pe 4, 43 MHz diminuează perturbațiile produse pe imagine de către subpurtătoare.

Un filtru trece bandă separă din semnalul de luminanță oscilația subpurtătoare pe care o aplică direct, respectiv printr-un circuit de întîrziere de 64 μs, la intrările unui comutator electronic. Oscilațiile de la ieșirea comutatorului sînt demodulate cu ajutorul a două discriminatoare și semnalele diferență de culoare obținute sînt aplicate matricei.

Comanda comutatorului electronic este dată de un generator de impulsuri. Acesta este un circuit basculant bistabil, care la aplicarea fiecărui impuls de sincronizare linii se comută dintr-o stare în cealaltă. Faza corectă a comutării (pentru a nu inversa între ele cele două semnale de diferență de culoare) este stabilită cu ajutorul unor impulsuri de recunoștere a culorii, care se transmit în timpul impulsului de stingere pe cadre.

4. SISTEMUL DE TELEVIZIUNE ÎN CULORI PAL

Sistemul PAL elimină în mod ingenios sensibilitatea la defazaje a sistemului NTSC, utilizînd unele idei ale sistemului SECAM.

Modul de transmitere al semnalului de luminanță este același ca la NTSC. Cele două semnale de crominanță se transmit tot prin modulația de cuadratură a unei oscilații subpurtătoare de culoare.

Deosebirea față de sistemul NTSC constă în aceea că polaritatea semnalului de crominanță U_I, aplicat unuia din modulatoarele echilibrate, se schimbă alternativ, de la linie la linie. La recepție, polaritatea semnalului U_I demodulat se reface cu ajutorul unui alt inversor, comandat tot de frecvența liniilor. Semnalul astfel obținut se adună cu semnalul U_I provenit de la linia anterioară, întîrziat cu durata unei linii a explorării. Prin adunare se determină mărimea medie a celor două semnale, care este foarte apropiată de valoarea semnalului original. În figura 10.34 sînt arătate secvențele principale ale medierii erorilor de fază. În diagrama *a* se prezintă un semnal oarecare de culoare emis în intervalul liniei a *n*-a de explorare. Semnalul este reprezentat printr-un vector care formează cu axa U_Q un unghi φ. Acest semnal suferă în procesul de transmisiune un defazaj suplimentar $\Delta\varphi$, care mărește unghiul total față de axă $\varphi + \Delta\varphi$, producînd distorsiuni de nuanță (diagrama *b*). În linia următoare, semnalul U_I fiind inversat, vectorul care reprezintă subpurtătoarea va avea faza $-\varphi$ față de axa U_Q (diagrama *c*). În timpul transmisiunii și acest semnal va suferi același defazaj suplimentar $\Delta\varphi$, faza totală devenind $-\varphi + \Delta\varphi = -(\varphi - \Delta\varphi)$ (diagrama *d*). În receptorul de televiziune, cu ajutorul

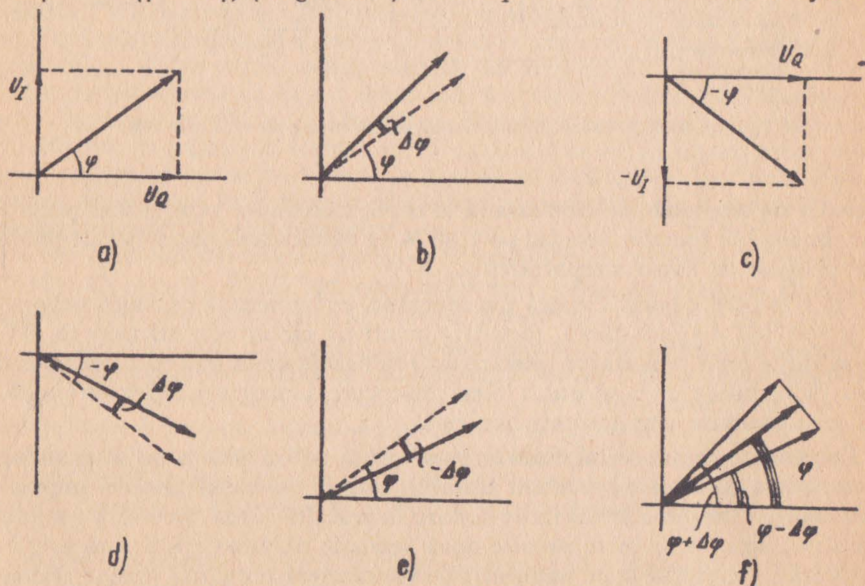


Fig. 10.34. Eliminarea distorsiunilor de fază la sistemul PAL.

comutatorului, se inversează polaritatea semnalului U_I, defazarea devenind în acest caz + (φ — Δφ) (diagrama *c*).

Semnalul *b* al liniei anterioare, întîrziat cu 64 μs, și semnalul *e* se introduc simultan într-un circuit de mediere.

Deoarece cei doi vectori au fazele φ + Δφ, respectiv φ — Δφ, rezultanta lor va fi defazată cu unghiul vectorului inițial φ (diagrama *f*).

Prin acest procedeu se compensează foarte bine distorsiunile de fază, astfe că sistemul PAL este mult mai puțin sensibil la defazaje decît sistemul NTSC

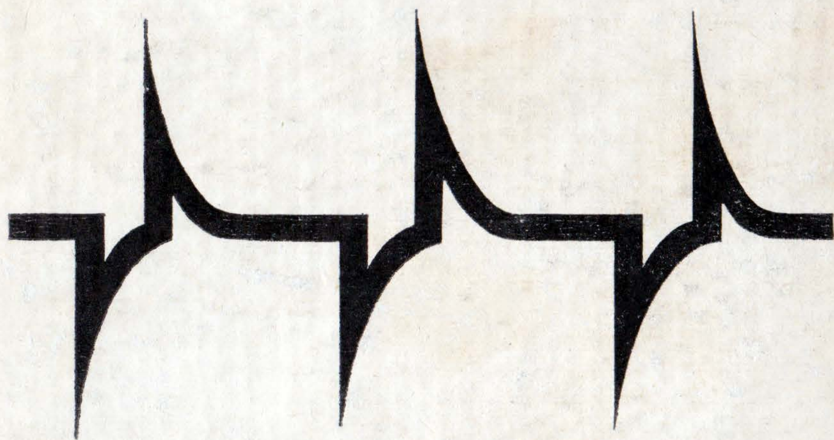
CUPRINS

Nr. colilor de tipar : 18,5

Întreprinderea poligrafică „Grafica Nouă" 11
Str. Alex. Odobescu nr. 12 — Bucureşti
Republica Socialistă România
Comanda nr. 6938/3225



EDITURA DIDACTICĂ ŞI PEDAGOGICĂ BUCUREŞTI — 1972



Lei 12,30